Eletrônica

Volume 2

Tradução da **Sétima Edição**

Albert Malvino
David J. Bates

McGraw Hill
bookman

Eletrônica

Livraria
PRO SÉCULO
(34) 3214-1166
Rua Quintino Bocaiúva, 457 - Centro - 38400-108
Uberlândia/MG - vendas@proseculo.com.br
www.proseculo.com.br

CÓPIA NÃO AUTORIZADA É CRIME
ABDR
ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE DIREITOS REPROGRÁFICOS
RESPEITE O DIREITO AUTORAL

M26E Malvino, Albert.
Eletrônica : volume 2 / Albert Malvino, David J. Bates ; tradução José Lucimar do Nascimento ; revisão técnica Antonio Pertence Júnior. – 7. ed. – Porto Alegre : AMGH, 2007.
xix, 556 p. ; 28 cm.

ISBN 978-85-7726-023-2

1. Engenharia elétrica. 2. Eletrônica. I. Bates, David J. II. Título.

CDU 621.3

Catalogação na publicação: Ana Paula M. Magnus – CRB 10/2052

Eletrônica

Volume 2

Sétima Edição

Albert Malvino
David J. Bates

Tradução

José Lucimar do Nascimento
Professor e Coordenador do CETEL – MG
Engenheiro Eletricista (Ênfase em Eletrônica)
Especialização em Automação e Controle – UFMG

Revisão Técnica

Antonio Pertence Júnior
Engenheiro Eletrônico e de Telecomunicações, IPUC – MG
Professor da Universidade FUMEC – MG
Pós-Graduado em Processamento de Sinais, Ryerson University – Canadá
Membro Efetivo da Sociedade Brasileira de Eletromagnetismo, SBMAG

Reimpressão 2011

McGraw Hill

bookman

AMGH Editora Ltda.

2007

Obra originalmente publicada sob o título *Electronic Principles – Seventh Edition.*
© 2007 de The McGraw-Hill Companies, Inc.
ISBN da obra original: 0-07-297527-X

Editora: *Gisélia Costa*

Supervisora de Produção: *Guacira Simonelli*

Preparação de Texto: *Mônica de Aguiar*

Capa: *Christopher Reese*

Imagem da Capa: *Stocksearch/Alamy*

Editoração Eletrônica: *Crontec Ltda.*

Reservados todos os direitos de publicação, em língua portuguesa, à
AMGH Editora Ltda. (AMGH EDITORA é uma parceria entre
ARTMED Editora S.A. e MCGRAW-HILL EDUCATION).
Av. Jerônimo de Ornelas, 670 - Santana
90040-340 Porto Alegre RS
Fone (51) 3027-7000 Fax (51) 3027-7070

É proibida a duplicação ou reprodução deste volume, no todo ou em parte,
sob quaisquer formas ou por quaisquer meios (eletrônico, mecânico, gravação,
fotocópia, distribuição na Web e outros), sem permissão expressa da Editora.

SÃO PAULO
Av. Embaixador Macedo Soares, 10.735 - Pavilhão 5 - Cond. Espace Center
Vila Anastácio 05095-035 São Paulo SP
Fone (11) 3665-1100 Fax (11) 3667-1333

SAC 0800 703-3444

IMPRESSO NO BRASIL
PRINTED IN BRAZIL

Dedicatória

Princípios de Eletrônica, 7ª Edição, é dedicado a minha família e amigos que tanto me apoiaram durante este processo e, especialmente, à Jackie, cuja paciência e habilidades me ajudaram a organizar tudo.

Sobre os Autores

Albert P. Malvino *atuou como técnico de eletrônica quando serviu na Marinha dos Estados Unidos de 1950 a 1954. Formou-se na University of Santa Clara, Summa Cum Laude, em 1959 com graduação em Engenharia Elétrica. Durante os cinco anos seguintes, trabalhou como engenheiro eletrônico nos Laboratórios Microwave e na Hewlett-Packard enquanto obtinha seu mestrado (MSEE — Master of Science in Electrical Engineering) na San Jose State University em 1964. Ele ensinou no Foothill College pelos quatro anos seguintes e foi reconhecido como membro da National Science Foundation em 1968. Após obter o Ph.D. em Engenharia Elétrica pela Stanford University em 1970, Albert Malvino iniciou carreira de escritor em tempo integral. Escreveu 10 livros-texto que foram traduzidos para 20 línguas estrangeiras em mais de 108 edições. Albert Malvino é atualmente consultor e cria circuitos microcontroladores para o SPD-Smart™ Windows. Além disso, está desenvolvendo um software educacional para técnicos e engenheiros em eletrônica. Ele também atua na Diretoria da empresa Research Frontiers Incorporated. Seu endereço eletrônico é www.malvino.com.*

David J. Bates *é instrutor no Departamento de Tecnologias Eletrônicas no Western Wisconsin Technical College em La Crosse, Wisconsin. Além do trabalho como técnico em manutenção eletrônica e técnico em engenharia elétrica, ele tem mais de 25 anos de experiência como professor.*

Suas credenciais incluem graduação em Tecnologia Eletrônica Industrial, em Educação Industrial e mestrado (M.S. Master of Science) em Educação Vocacional/Técnica. Certificados incluem uma licença FCC GROL, certificado A+ como técnico de Hardwares, bem como certificado em Técnica Eletrônica pela ISCET (International Society of Certified Electronics Technicians). Atualmente, David J. Bates é administrador de certificações para a ISCET e participa como membro de sua Junta Diretora, atuando também como perito em eletrônica básica para a NCEE (National Coalition for Electronics Education).

David J. Bates *é também co-autor de* Basic Electricity, *um manual técnico-laboratorial elaborado por Zbar, Rockmaker e Bates.*

Sumário

Prefácio xi
Visão Geral do Livro xv
Agradecimentos xix

Capítulo 16 Efeitos de Freqüência 1

16-1 Resposta em Freqüência de um Amplificador 3
16-2 Ganho de Potência em Decibel 8
16-3 Ganho de Tensão em Decibel 12
16-4 Casamento de Impedância 14
16-5 Decibéis acima de uma Referência 17
16-6 Gráficos de Bode 19
16-7 Mais Gráficos de Bode 23
16-8 Efeito Miller 29
16-9 Relação Tempo de Subida-Largura de Banda 32
16-10 Análise de Freqüência de Estágios TJB 35
16-11 Análise de Freqüência em Estágios FET 42
16-12 Efeitos de Freqüência em Circuitos com Dispositivos de Montagem em Superfície (SMDs) 48

Capítulo 17 Amplificadores Diferenciais 57

17-1 Amplificador Diferencial 59
17-2 Análise cc de um Amp-Dif 62
17-3 Análise ca de um Amp-Dif 67
17-4 Características de Entrada de um Amp-Op 73
17-5 Ganho em Modo Comum 80
17-6 Circuitos Integrados 84
17-7 Espelho de Corrente 87
17-8 Amp-Dif com Carga 89

Capítulo 18 Amplificadores Operacionais 99

18-1 Introdução aos Amp-Ops 101
18-2 Amp-Op 741 103
18-3 Amplificador Inversor 113
18-4 Amplificador Não-Inversor 119
18-5 Duas Aplicações de Amp-Ops 124
18-6 CIs Lineares 128
18-7 Amp-Ops como Dispositivos de Montagem em Superfície 134

Capítulo 19 Realimentação Negativa 143

19-1 Quatro Tipos de Realimentação Negativa 145
19-2 Ganho de Tensão de um VCVS 147
19-3 Outras Equações para VCVS 149
19-4 Amplificador ICVS 154
19-5 Amplificador VCIS 156
19-6 Amplificador ICIS 158
19-7 Largura de Banda 160

Capítulo 20 Circuitos Lineares com Amp-Op 173

20-1 Circuitos Amplificadores Inversores 175
20-2 Circuitos Amplificadores Não-Inversores 177
20-3 Circuitos Inversores/Não-Inversores 181
20-4 Amplificadores Diferenciais 186
20-5 Amplificadores de Instrumentação 192
20-6 Circuitos Amplificadores Somadores 196
20-7 Reforçadores (*Boosters*) de Corrente 201
20-8 Fontes de Corrente Controladas por Tensão 203
20-9 Controle Automático de Ganho 208
20-10 Operação com Fonte Simples 210

Capítulo 21 Filtros Ativos 221

21-1 Respostas Ideais 223
21-2 Respostas Aproximadas 226
21-3 Filtros Passivos 238
21-4 Estágios de Primeira Ordem 242
21-5 Filtros Passa-Baixas VCVS de Segunda Ordem e Ganho Unitário 246
21-6 Filtros de Ordem Maior 252
21-7 Filtros Passa-Baixas VCVS de Componentes Iguais 255
21-8 Filtros Passa-Altas VCVS 258
21-9 Filtros Passa-Faixa MFB 261
21-10 Filtros Rejeita-Faixa 265
21-11 Filtros Passa-Todas 267
21-12 Filtros Biquadrático e de Variável de Estado 272

Capítulo 22 Circuitos Não-Lineares com Amp-Op 281

22-1 Comparadores com Referência Zero 283
22-2 Comparadores com Referência Diferente de Zero 290
22-3 Comparadores com Histerese 295
22-4 Comparador de Janela 300
22-5 Integrador 301
22-6 Conversão de Forma de Onda 304
22-7 Geração de Forma de Onda 308
22-8 Outro Gerador de Onda Triangular 311
22-9 Circuitos com Diodo Ativo 312
22-10 Diferenciador 316
22-11 Amplificador Classe D 318

Capítulo 23 Osciladores 329

23-1 Teoria da Oscilação Senoidal 331
23-2 Oscilador em Ponte de Wien 332
23-3 Outros Osciladores *RC* 337
23-4 Oscilador Colpitts 339
23-5 Outros Osciladores *LC* 344
23-6 Cristais de Quartzo 347
23-7 Temporizador 555 351
23-8 Operação Astável do Temporizador 555 358
23-9 Circuitos com 555 362
23-10 PLL 369
23-11 CIs Geradores de Função 372

Capítulo 24 Fontes de Alimentação Reguladas 385

24-1 Características de Fonte de Alimentação 387
24-2 Reguladores *Shunt* 389
24-3 Reguladores Série 395
24-4 Reguladores Lineares Monolíticos 405
24-5 Reforçadores de Corrente 412
24-6 Conversores CC-CC 413
24-7 Reguladores Chaveados 415

Apêndice A Folha de Dados 433

Apêndice B Demonstrações Matemáticas 485

Apêndice C MultiSim 491

Apêndice D Aplicando e Equivalente de Thevenin para o Conversor R/2R D/A 524

Apêndice E Resumo da Lista de Tabelas 526

Glossário 527

Índice Analítico 549

Prefácio

Este livro é destinado aos alunos de cursos universitários, cursos técnicos ou estudantes independentes que estão fazendo seu primeiro curso de eletrônica linear. Os pré-requisitos são cursos de circuitos ca/cc, álgebra e um pouco de trigonometria. Esta sétima edição de *Eletrônica* continua sua tradição de excelência com um texto claro e abordagem aprofundada sobre os circuitos e dispositivos semicondutores eletrônicos.

O livro fornece uma compreensão essencial das características dos dispositivos semicondutores, testes e circuitos práticos nos quais são encontrados. Apresenta conceitos claros e bem explicados — escritos de forma coloquial, de fácil compreensão — estabelecendo o fundamento necessário para a compreensão do funcionamento e da análise de defeitos dos sistemas eletrônicos. Em todos os capítulos são encontrados exemplos de circuitos práticos e exercícios de verificação de defeitos.

Fundamentados em respostas de revisões extensivas e pesquisas de cursos, aperfeiçoamos este livro com uma variedade de circuitos e dispositivos eletrônicos, incluindo:

- Abordagem adicional do transistor PNP
- Projeto de circuito divisor de tensão com TJB – Transistor de Junção Bi-Polar Básico
- Melhoria na análise da reta de carga ca dos amplificadores de potência com TJB
- Polarização dos MOSFET-E e MOSFET-D de potência
- Transistores bipolares com porta isolada (IGBTs)
- Conversores D/A tipo escada R/2R (R/2R ladder)
- Circuitos integrados com funções geradoras
- Amplificadores classe-D

Neste segundo volume, a análise de freqüência dos estágios com transistor de efeito de campo (FET) é abordada no Capítulo 16, "Efeitos da Freqüência". O Capítulo 20, "Circuitos Amp-Op", inclui a operação do circuito conversor do tipo escada R/2R. O Capítulo 22, "Circuitos Amp-Op Não Lineares", traz a operação básica de um amplificador classe B. Finalmente, o Capítulo 23, "Osciladores", tem uma seção adicional sobre CIs geradores de funções incluindo XR-2206.

Alguns exercícios e problemas requerem aproximações exatas e devido ao nível de complexidade, sugerimos que o leitor utilize o software MultiSim em suas resoluções. Este software é amplamente usado em eletrônica e certamente está disponível na instituição de ensino da qual você participa. Ou faça o download de uma versão para estudante no site do fabricante: www.ni.com/academic/multisim.htm e clique na opção Try. Esta versão é de avaliação e tem prazo de validade — leia a licença do software para entender as condições de uso.

O Volume 1 começa com a "Introdução", no Capítulo 1; os exercícios de verificação de defeitos **T-shooter** estão simplificados para facilitar o uso e a compreensão para o leitor. Essa característica prática está integrada em todos os capítulos restantes. No Capítulo 2, "Semicondutores", você encontrará uma das muitas **"tabelas resumo"** para reforçar o conceito e obter um recurso conveniente da informação. No Capítulo 3, "Teoria dos Diodos", são encontradas as **folhas de dados** dos dispositivos semicondutores específicos no momento que estes são estudados. Do Capítulo 4 ao Capítulo 6 incluímos informações relativas ao teste de diodos e transistores utilizando multímetros digitais, voltímetros analógicos e traçadores de curva de semicondutores. O Capítulo 10, "Amplificadores de Tensão", trata dos amplificadores em emissor comum (EC); o Capítulo 11, "Amplificadores CC e BC", trata dos amplificadores em coletor comum (CC) ou seguidor de emissor base comum (BC) e configurações do amplificador Darlington. O Capítulo 12, "Amplificadores de Potência", inclui os amplificadores de potência classes A, B, AB e C, com análise da reta de carga ca. O Capítulo 13, "JFETs", traz a polarização do JFET e das técnicas de polarização. O Capítulo 14, "MOSFETs", trata de amplificadores MOSFET de potência, no modo de depleção e no modo de crescimento com testes do MOSFET. O Capítulo 15, "Tiristores", último capítulo do Volume 1, inclui mais detalhes sobre controle e deslocamento de fase RC, teste do SCR e uma introdução aos transistores de portas isoladas (IGBTs).

Recursos para o Estudante

Além do texto completamente atualizado, recursos de aprendizagem foram desenvolvidos para o aluno, para ajudar a compreensão dos princípios de eletrônica e sua aplicação.

- O **Centro de Aprendizagem Online (OLC)** é um site para o estudante (em inglês) que contém uma variedade de recursos, incluindo questões extras de revisão, conexões (links) para sites de indústrias, listas de circuitos e componentes e atividades fundamentadas em torno dos termos-chaves. O acesso é gratuito: www.mhhe.com/malvino7e.
- Há um **Manual de Experiências, em inglês,** (*Experiments Manual*) elaborado em exata correspondência com o livro, e que fornece uma matriz completa para montagem manual. Estão incluídas rotinas de MultiSim para o laboratório ("pré-lab") para aqueles que querem integrar a simulação com computador; foram incluídos arquivos para isto no **CD ROM do Manual de Experiências** que acompanha este manual. Este manual, com o seu CD-ROM, é comercial, para adquiri-lo o leitor deve fazer o pedido na livraria de sua preferência.

Recursos para o Instrutor

- O **Centro de Aprendizagem Online (OLC)** é um site para o instrutor com proteção de senha (Instructor Site), em inglês. Inclui o manual do instrutor e slides em PowerPoint, links para sites de indústrias e sites educacionais, listas de kit de peças para experiências e banco de testes de eletrônica on-line. Para ter acesso gratuito ao site, o professor deve cadastrar-se na McGraw-Hill através do e-mail **divulgacao_brasil@mcgraw-hill.com**.
- O **Manual do Instrutor**, Instructors Manual (em inglês, impresso) é um produto comercial (precisa ser comprado) que fornece soluções impressas

e sugestões de aulas para o livro *Experiments Manual*. Para adquiri-lo, o professor deve fazer o pedido na livraria de sua preferência.

- O **CD-ROM** do centro de produtividade do instrutor (em inglês) acompanha o Manual do Instrutor, fornece um **poderoso recurso instrucional (Instruction Power Point)** para todos os capítulos do livro; o **banco de testes eletrônico (Electronic Testbanks)** com questões adicionais de revisão para cada capítulo que podem ser arranjadas, editadas e modificadas conforme as necessidades da aula; e um **sistema de desempenho de instruções do curso (e-Instruction's Classroom Perfomance System) (CPS)**, um sistema ativo de aprendizagem na sala de aula usando consoles para computador de mão (hand-held). Ao adquirir o Instructor`s Manual, o professor obtém acesso ao CD.
- O **Manual de Experiências**, *Experiments Manual*, foi elaborado para ser utilizado junto com o livro, também em inglês, com instruções passo a passo incluídas no livro do Manual do Instrutor, no Centro de Produtividade do Instrutor e no Online Learning Center. É um produto comercial, para adquiri-lo o professor deve fazer a compra na livraria de sua preferência.
- O programa de **cálculo visual para eletrônica (Visual Calculator For Instructor)**, em inglês, permite analisar mais de 140 circuitos eletrônicos básicos com capacidade de mostrar qualquer uma das 1.500 equações utilizadas nos cálculos. Com o calculador visual você pode substituir valores padrões dos resistores para ver os efeitos no funcionamento do circuito, ver as retas de carga e outros gráficos, junto com as informações das folhas de dados de vários componentes. Este programa pode ser usado pelo instrutor para auxiliar no ensino e demonstrar o funcionamento do circuito eletrônico. Os estudantes podem usar o programa para revisões dos exames mensais ou para um exame final, verificar respostas de problemas e obter respostas mais rápidas que qualquer outro método. O calculador visual pode ser encontrado no site dos autores, http://www.malvino.com. Este software foi desenvolvido pelos autores e o site é de sua inteira responsabilidade. A versão que está disponível é *trial*, ou seja, tem prazo limitado para uso. No site há a opção para aquisição da versão completa para quem assim o desejar.

Visão Geral do Livro

Características de Aprendizagem

Várias características para um melhor aprendizado foram incorporadas na sétima edição de *Eletrônica*. Essas características didáticas, encontradas em todos os capítulos, incluem:

capítulo 4

Circuitos com Diodos

A maioria dos sistemas eletrônicos, como os aparelhos de televisão, DVD e CD e computadores, precisa de uma fonte de alimentação cc para funcionar corretamente. Como a energia elétrica disponível é em tensão alternada, a primeira providência que devemos tomar é converter a tensão da rede elétrica ca em uma tensão cc. A parte do sistema eletrônico que produz a tensão cc é chamada de fonte de alimentação. Dentro da fonte de alimentação estão os circuitos que fazem a corrente circular em apenas um sentido, eles são chamados de retificadores. Este capítulo trata de circuitos, retificadores, filtros, ceifadores, grampeadores, limitadores e multiplicadores de tensão.

INTRODUÇÃO AO CAPÍTULO

Cada capítulo começa com uma breve introdução colocando o estágio em que o aluno se encontra para o que vai aprender.

OBJETIVOS DO CAPÍTULO

Os objetivos do capítulo fornecem uma declaração resumida do resultado que se espera com a aprendizagem

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Desenhar o diagrama de um circuito retificador de meia onda e explicar como ele funciona.
- Descrever as regras do transformador de entrada nas fontes de alimentação.
- Desenhar o diagrama de um circuito retificador de onda completa com tomada central e explicar seu funcionamento.
- Desenhar o diagrama de um circuito retificador de onda completa em ponte e explicar como ele funciona.
- Analisar um circuito retificador com filtro de entrada e sua corrente de surto.
- Listar três especificações importantes encontradas nas folhas de dados de um retificador.
- Explicar como funciona um circuito ceifador e desenhar suas formas de onda.
- Explicar como funciona um circuito grampeador e desenhar suas formas de onda.
- Descrever como funcionam os multiplicadores de tensão.

Resumo do Capítulo

4-1 Retificador de Meia Onda
4-2 Transformador
4-3 Retificador de Onda Completa com Tomada Central
4-4 Retificador de Onda Completa em Ponte
4-5 Filtro de Entrada com Bobina
4-6 Filtro de Entrada com Capacitor
4-7 Tensão de Pico Inversa e Corrente de Surto
4-8 Outros Tópicos de uma Fonte de Alimentação
4-9 Análise de Defeito
4-10 Circuitos Ceifadores e Limitadores
4-11 Circuitos Grampeadores
4-12 Circuitos Multiplicadores de Tensão

Vocabulário

capacitor polarizado
ceifador
CI regulador de tensão
circuito integrado
corrente de carga unidirecional
corrente de surto
detector de pico
filtro
filtro de entrada com indutor
filtro de entrada com capacitor
filtro passivo
fonte de alimentação
grampeador
multiplicador de tensão
ondulação
ponte retificadora
regulador chaveado
resistor de surto
retificador
retificador de meia onda
retificador de onda completa em ponte
tensão de pico inversa
valor cc de um sinal

89

RESUMO DOS CAPÍTULOS

Os estudantes utilizam o resumo para obter uma visão geral do capítulo e localizar um tópico específico no conteúdo do capítulo.

VOCABULÁRIO

Uma lista compreensiva de palavras novas alerta o estudante para as palavras-chave que serão encontradas no capítulo. Dentro do capítulo essas palavras-chave estão destacadas em negrito quando usadas pela primeira vez.

EXEMPLOS

Cada capítulo contém Exemplos resolvidos que demonstram os conceitos importantes ou o funcionamento do circuito, incluindo a análise do circuito, a análise de defeito e o projeto básico.

PROBLEMAS PRÁTICOS

O estudante pode obter uma resposta crítica resolvendo os Problemas Práticos imediatamente em seguida da maior parte dos Exemplos. As respostas destes problemas estão no final de cada capítulo.

É BOM SABER

Os quadros **É Bom Saber**, nas margens do livro, fornecem informações interessantes relacionadas ao tópico que está sendo apresentado.

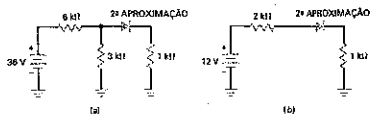
MULTISIM

Os estudantes podem "dar vida" a muitos circuitos encontrados no livro utilizando o software MultiSim. Este software pode ser obtido por download a partir do site do fabricante: www.ni.com/academic/multisim.htm. Os arquivos relacionados aos circuitos estão disponíveis no site da editora, www.mcgraw-hill.com.br. Localize o livro do autor Malvino intitulado *Eletrônica – Volume 2* e clique no link para fazer o download dos arquivos. Com esses arquivos, os estudantes podem mudar o valor dos componentes do circuito e ver instantaneamente os efeitos, usando instrumentos de simulação da realidade Tektronix e Agilent. A capacidade de análise de defeito pode ser desenvolvida inserindo defeitos no circuito e executando medições. Se você for inexperiente com o programa de simulação por computador encontrará no apêndice as primeiras instruções para o MultiSim (MultiSim Primer).

Exemplo 3-6

Calcule a tensão e a corrente na carga e a potência no diodo na Figura 3-9*a* usando a segunda aproximação.

Figura 3-9 (a) Circuito original; (b) circuito simplificado com o teorema de Thevenin.



SOLUÇÃO Novamente, usaremos o circuito equivalente de Thevenin à esquerda do diodo. Como antes, a tensão de Thevenin é de 12 V e a resistência de Thevenin é de 2 kΩ. A Figura 3-9*b* mostra o circuito simplificado.

Como a tensão no diodo é de 0,7 V, a corrente na carga é:

$$I_L = \frac{12\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 3{,}77\text{ mA}$$

A tensão na carga é:

$$V_L = (3{,}77\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 3{,}77\text{ V}$$

e a potência no diodo é:

$$P_D = (0{,}7\text{ V})(3{,}77\text{ mA}) = 2{,}64\text{ mW}$$

PROBLEMA PRÁTICO 3-6 Repita o Exemplo 3-6 usando 18 V para a fonte de alimentação.

É BOM SABER

Em uma tarde de 23 de dezembro de 1947, Walter H. Brattain e John Bardeen demonstraram a ação de amplificação do *primeiro* transistor nos laboratórios da Bell Telephone Laboratories. O primeiro transistor foi chamado de *transistor de ponto de contato*, o antecessor do transistor de junção inventado por Schockley.

6-1 Transistor Não Polarizado

Um transistor tem três regiões dopadas, conforme mostrado na Figura 6-1. A região inferior é chamada de emissor, a região do meio é a base e a região superior é o **coletor**. Em um transistor real, a região da base é muito mais estreita comparada com as regiões do coletor e do emissor. O transistor da Figura 6-1 é um *dispositivo npn* porque existe uma região *p* entre duas regiões *n*. Lembre-se de que os portadores majoritários são elétrons livres em um material tipo *n* e as lacunas em um material tipo *p*.

Os transistores podem ser produzidos também como dispositivos *pnp*. Um transistor *pnp* tem uma região *n* entre duas regiões *p*. Para evitar confusão entre os transistores *npn* e *pnp*, nosso primeiro estudo se concentrará no transistor *npn*.

Níveis de Dopagem

Na Figura 6-1, o emissor é fortemente dopado. Por outro lado, a base é fracamente dopada. O nível de dopagem do coletor é intermediário, entre a forte dopagem do emissor

FOLHAS DE DADOS

Folhas de dados parciais e completas são fornecidas para muitos dispositivos semicondutores; especificações-chave são examinadas e explicadas. Folhas de dados completas desses dispositivos podem ser encontradas na Internet. Mantivemos no livro as folhas de dados exatamente como são na vida real, em inglês, para manter a coerência.

Exemplo 4-1

MultiSim

A Figura 4-3 mostra um retificador de meia onda que você pode montar na bancada ou na tela do simulador MultiSim. Um osciloscópio está ligado no resistor de 1 kΩ. Ele mostra a tensão de meia onda na carga. Temos também um multímetro no resistor de 1 kΩ para ler a tensão cc na carga. Calcule os valores teóricos da tensão de pico e da tensão média na carga. A seguir, compare os valores indicados no osciloscópio e no multímetro.

SOLUÇÃO A Figura 4-3 mostra uma fonte ca de 10 V e 60 Hz. Os diagramas esquemáticos mostram em geral as tensões da fonte como valores eficazes ou rms. Lembre-se de que o *valor eficaz* é o valor de uma tensão cc que produz o mesmo efeito térmico que uma fonte de tensão cc.

Figura 4-3 Exemplo de um retificador de meia onda no laboratório.

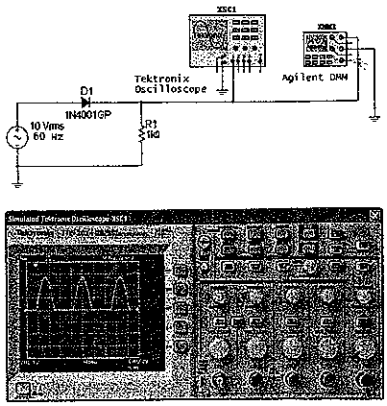


Figura 3-16 Folha de dados para os diodos 1N4001 a 1N4007[2].

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

1N4001-1N4007

1N4001 - 1N4007

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.

DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

General Purpose Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(av)}$	Average Rectified Forward Current, .375" lead length @ T_A = 75°C	1.0							A
I_{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	30							A
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175							°C
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

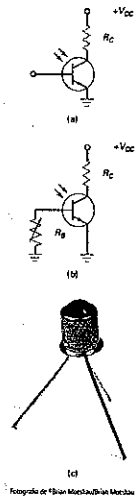
Symbol	Parameter	Device							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_F	Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
I_r	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T_A = 75°C	30							µA
I_R	Reverse Current @ rated V_R T_A = 25°C	5.0							µA
	T_A = 100°C	500							µA
C_T	Total Capacitance V_R = 4.0 V, f = 1.0 MHz	15							pF

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation

1N4001-1N4007, Rev. E1

(a)

Figura 7-22 Fototransistor. (a) Com a base aberta obtém-se a máxima sensibilidade; (b) Um potenciômetro na base varia a sensibilidade; (c) fototransistor típico.



Fotografia de ©Brian Moeskau/Brian Moeskau

Idéia Básica sobre um Fototransistor

A Figura 7-21*a* mostra um transistor com a base aberta. Conforme mencionado antes, existe uma pequena corrente no coletor nesse circuito. Despreze o componente de fuga da superfície e concentre-se nos portadores produzidos pela temperatura no diodo coletor. Visualize a corrente reversa produzida por esses portadores como uma fonte de corrente ideal em paralelo com a junção coletor-base de um transistor ideal (Figura 7-21*b*).

Como o terminal da base está aberto, toda a corrente reversa é forçada para a base do transistor. A corrente resultante no coletor é:

$$I_{CEA} = \beta_{cc} I_R$$

onde I_R é a corrente reversa dos portadores minoritários. Ela informa que a corrente do coletor é maior do que a corrente reversa original por um fator de β_{cc}.

A corrente do coletor é sensível tanto à luz como à temperatura. Num fototransistor, a luz passa pela janela e atinge a junção coletor-base. À medida que a luz aumenta, I_R aumenta e, conseqüentemente, I_{CEA} aumenta.

Fototransistor *versus* Fotodiodo

A principal diferença entre um fototransistor e um fotodiodo é o ganho de corrente β_{cc}. A mesma quantidade de luz atingindo os dois dispositivos, faz com que a corrente no fototransistor seja β_{cc} maior que a corrente no fotodiodo. A sensibilidade maior de um fototransistor é a grande vantagem sobre um fotodiodo.

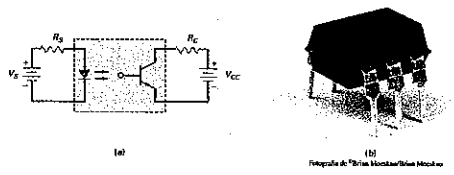
A Figura 7-22*a* mostra o símbolo para diagramas de um fototransistor. Observe a base aberta. Esse é o modo usual de operar um fototransistor. Você pode controlar a sensibilidade com um resistor variável (potenciômetro) na base (Figura 7-22*b*), mas a base é geralmente deixada aberta para que se obtenha a máxima sensibilidade à luz.

O preço pago pelo aumento de sensibilidade é uma redução na velocidade de chaveamento. O fototransistor é mais sensível que o fotodiodo, mas ele não pode conduzir e cortar mais rápido. O fotodiodo tem correntes de saída típicas da ordem de microampères e pode chavear em nanossegundos. O fototransistor tem correntes de saída típicas da ordem de miliampères, mas conduz e corta em microssegundos. Um fototransistor típico pode ser visto na Figura 7-22*c*.

Acoplador Ótico

A Figura 7-23*a* mostra um LED acionando um fototransistor. Ela é um acoplador ótico muito mais sensível que o LED com um fotodiodo discutido anteriormente. A idéia é direta. Qualquer variação em V_s produz uma variação na corrente do LED, que faz variar a corrente no fototransistor. Por sua vez, isso produz uma

Figura 7-23 (a) Acoplador ótico com LED e fototransistor; (b) CI acoplador ótico.



Fotografia de ©Brian Moeskau/Brian Moeskau

FOTOS DE COMPONENTES

Fotos de dispositivos eletrônicos fornecem aos estudantes uma visão mais próxima da realidade do dispositivo que está sendo estudado.

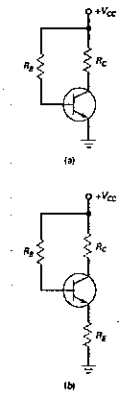
TABELAS RESUMO

Tabelas de resumo foram incluídas em pontos importantes dentro de vários capítulos. Essas tabelas são uma ótima revisão dos tópicos importantes, um recurso conveniente de informação e facilmente acessível.

Tabela 8-3 Principais Circuitos de Polarização (continuação)

Tipo	Circuito	Cálculos	Características	Aplicação
Polarização do emissor com fonte dupla		$V_B = 0\,V$ $V_E = V_B - 0{,}7\,V$ $V_{BE} = V_B - 0{,}7\,V$ $I_E = \frac{V_E}{R_E}$ $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ $V_{CE} = V_C - V_E$	Necessidade de fonte dupla; independente de β_{cc}	Amplificador

Figura 8-12 (a) Polarização da base; (b) polarização por realimentação do emissor.



8-5 Outros Tipos de Polarização

Nesta seção, estudaremos outros tipos de polarização. Uma análise detalhada não é necessária porque eles raramente são usados em projetos novos. Mas você deve saber da existência dessas polarizações no caso de encontrá-las em alguns diagramas esquemáticos.

Polarização por Realimentação do Emissor

Lembre-se de nosso estudo de polarização da base (Figura 8-12*a*). Esse circuito é o pior deles se for considerado o caso de obter um ponto Q fixo. Por quê? Porque como a corrente na base é fixa, a corrente no coletor varia quando o ganho de corrente varia. Em um circuito como este, o ponto Q se move por toda a reta de carga com a substituição do transistor e a variação da temperatura.

Historicamente, a primeira tentativa de estabilização do ponto Q foi com polarização por realimentação do emissor, conforme mostrado na Figura 8-12*b*. Observe que um resistor do emissor foi adicionado no circuito. A idéia básica é esta: se I_C aumenta, V_E aumenta, causando um aumento em V_B. Com V_B maior significa menor tensão em R_B. Isso resulta uma I_B menor, que se opõe ao aumento original em I_C. Isso é chamado de *realimentação* porque a variação na tensão do emissor está sendo realimentada para o circuito da base. Além disso, a realimentação é chamada *negativa* porque ela está se opondo à variação original na corrente do coletor.

A polarização por realimentação do emissor nunca se tornou popular. O ponto Q ainda se movimenta muito na reta de carga para a maioria das aplicações de produção em massa. Aqui estão as equações para a análise da polarização por realimentação do emissor:

$$I_E = \frac{V_{CC} + V_{BE}}{R_E + R_B/\beta_{cc}} \tag{8-17}$$

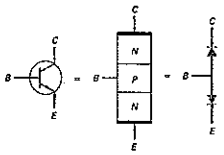
$$V_E = I_E R_E \tag{8-18}$$

$$V_B = V_E + 0{,}7\,V \tag{8-19}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8-20}$$

A intenção da polarização por realimentação do emissor é reduzir o efeito das variações em β_{cc}, isto é, R_E deve ser muito maior que R_B/β_{cc}. Se essa condição for

Figura 7-15 Transistor *npn*.



Teste com o Transistor Fora do Circuito

Uma forma comum de testar transistores é com um multímetro calibrado para testar diodo. A Figura 7-15 mostra como um transistor *npn* se assemelha com dois diodos um virado para o outro. Cada junção *pn* pode ser testada com polarização direta e reversa. Podemos testar também do coletor para o emissor que deve resultar em uma indicação sobre leitura com um multímetro digital conectado com qualquer polaridade. Como um transistor tem três terminais, existem seis conexões possíveis com diferentes polaridades para um multímetro digital. Elas estão na Figura 7-16*a*. Observe que apenas duas polaridades resultam em uma leitura de 0,7 V aproximadamente. É importante notar aqui também que o terminal da base é a única conexão comum para as duas leituras de 0,7 V e ela requer uma conexão com polaridade (+). Ela também está na Figura 7-16*b*.

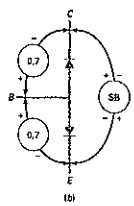
Um transistor *pnp* pode ser testado usando a mesma técnica. Como mostrado na Figura 7-17, o transistor *pnp* também se assemelha a dois diodos um virado para o outro. Novamente, usando-se multímetro digital calibrado para medir diodo, as Figuras 7-18*a* e 7-18*b* mostram o resultado para um transistor normal.

Vários multímetros digitais têm uma função de teste especial para β_{cc} ou h_{FE}. Encaixando os terminais do transistor no soquete adequado, o ganho de corrente é mostrado no display. Esse ganho de corrente é para uma dada corrente na base especificada ou uma corrente no coletor e uma tensão V_{EC}. Você pode verificar no manual do multímetro digital para esta condição de teste específica.

Outro modo de testar transistores é com um ohmímetro. Comece medindo a resistência entre o coletor e o emissor. A leitura deve ser de valor alto nos dois sentidos porque os diodos coletor e emissor estão ligados em anti-série. Um dos defeitos mais comuns é quando o coletor-emissor entra em curto provocado por exceder a potência nominal. Se você for um valor de zero a alguns milhares de ohms nos dois sentidos, o transistor está em curto e deve ser substituído.

Figura 7-16 Leitura do multímetro com um *NPN*. (a) Polaridades das conexões; (b) leitura da junção *pn*.

+	−	Leitura
B	E	0,7
E	B	SB
B	C	0,7
C	B	SB
C	E	SB
E	C	SB



TESTE DE COMPONENTE

Descrições claras de como testar um componente eletrônico individual usando equipamentos comuns, tais como multímetros digitais.

RESUMO DO CAPÍTULO

Os alunos podem utilizar os resumos quando estiverem fazendo revisão para um exame, ou apenas para ter certeza de que nenhum conceito-chave passou despercebido. Derivações importantes do circuito e definições foram listadas para ajudar a solidificar o resultado da aprendizagem.

Resumo

SEÇÃO 8-1 POLARIZAÇÃO POR DIVISOR DE TENSÃO

O circuito mais famoso baseado no protótipo da polarização do emissor é chamado polarização por divisor de tensão. Você pode identificá-lo pelo divisor de tensão no circuito da base.

SEÇÃO 8-2 ANÁLISE PRECISA PARA O PDT

A idéia básica é fazer a corrente da base muito menor que a corrente através do divisor de tensão. Quando essa condição é satisfeita, o divisor de tensão mantém a tensão na base quase constante e igual à saída de um divisor de tensão sem carga. Isso produz um ponto *Q* estável sobre quaisquer condições de operação.

SEÇÃO 8-3 A RETA DE CARGA E O PONTO *Q* PARA O PDT

A reta de carga é desenhada entre a saturação e o corte. O ponto *Q* repousa sobre a reta de carga com a posição exata determinada pela polarização. Uma variação alta no ganho de corrente quase não afeta o ponto *Q*, porque esse tipo de polarização estabelece um valor constante na corrente do emissor.

SEÇÃO 8-4 POLARIZAÇÃO DO EMISSOR COM FONTE DUPLA

Esse projeto usa uma fonte simétrica: uma fonte formada por duas outras, sendo uma positiva e uma negativa. A idéia é estabelecer um valor constante para a corrente do emissor. O circuito é uma variação do protótipo da polarização do emissor discutido anteriormente.

SEÇÃO 8-5 OUTROS TIPOS DE POLARIZAÇÃO

Essa seção introduz a realimentação negativa, um fenômeno que ocorre quando um aumento numa variável de saída produz uma diminuição numa variável de entrada. Essa foi uma idéia brilhante que nos levou à polarização por divisor de tensão. Os outros tipos de polarização não podem usar a realimentação negativa, portanto, elas não alcançam o nível de funcionamento da polarização por divisor de tensão.

SEÇÃO 8-6 ANÁLISE DE DEFEITO

A verificação de defeitos é uma arte. Por isso ela não pode ser reduzida a um conjunto de regras. Você aprende a verificar defeitos por meio de experiências.

SEÇÃO 8-7 TRANSISTORES *PNP*

Estes dispositivos *pnp* têm todas as correntes e tensões invertidas do seu correlativo *npn*. Eles podem ser usados com fonte de alimentação negativa; mais comumente são usados com fonte de alimentação positiva em uma configuração invertida.

TABELAS DE ANÁLISE DE DEFEITO

Essas tabelas permitem a visualização rápida e fácil de quais valores terão as medições nos pontos do circuito para cada respectivo defeito. Se usadas em conjunto com o MultSim, possibilitam aos estudantes desenvolver sua própria habilidade de análise de defeito.

Análise de Defeito

MultSim Utilize a Figura 8-30 para os problemas restantes.

8-35 Determine o defeito 1.

8-36 Determine o defeito 2.

8-37 Determine os defeitos 3 e 4.

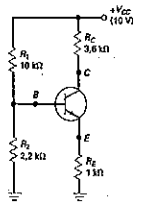
8-38 Determine os defeitos 5 e 6.

8-39 Determine os defeitos 7 e 8.

8-40 Determine os defeitos 9 e 10.

8-41 Determine os defeitos 11 e 12.

Figura 8-30



Defeito	MEDIÇÕES V_B (V)	V_E (V)	V_C (V)	R_2 (Ω)
OK	1,8	1,1	6	OK
D1	10	9,3	9,4	OK
D2	0,7	0	0,1	OK
D3	1,8	1,1	10	OK
D4	2,1	2,1	2,1	OK
D5	0	0	10	OK
D6	3,4	2,7	2,8	∞
D7	1,83	1,212	10	OK
D8	0	0	10	0
D9	1,1	0,4	0,5	OK
D10	1,1	0,4	10	OK
D11	0	0	0	OK
D12	1,83	0	10	OK

PROBLEMAS DE FINAL DE CAPÍTULO

Uma larga variedade de questões e problemas são encontrados no final de cada capítulo; mais de 30% são novos ou revisados nesta edição. Incluem análise de circuitos, verificação de defeitos, pensamento crítico e questões de entrevista para emprego.

Questões de Entrevista

1. Desenhe um circuito PDT. Depois, descreva todos os passos para calcular a tensão coletor-emissor. Por que o ponto *Q* neste circuito é muito estável?
2. Desenhe um circuito PEFS e explique como ele funciona. O que acontece com a corrente do coletor quando o transistor é substituído ou quando a temperatura varia?
3. Descreva outro tipo de polarização. O que você pode me dizer sobre o ponto *Q* neste caso?
4. Quais são os dois tipos de polarização com realimentação e por que eles foram desenvolvidos?
5. Qual é o principal tipo de polarização usado para os transistores bipolares em circuitos discretos?
6. Um transistor que está sendo usado em um circuito de chaveamento poderia ser polarizado na região ativa? Se não, quais são os dois pontos importantes da reta de carga nos circuitos de chaveamento?
7. Em um circuito PDT, a corrente na base não é baixa comparada com a corrente do divisor de tensão. Qual é a deficiência neste circuito? O que deveria ser mudado para corrigi-lo?
8. Qual é a configuração de polarização de transistor mais comumente usada? Por quê?
9. Desenhe um circuito PDT utilizando um transistor *npn*. Mostre o sentido das correntes no divisor na base, no emissor e no coletor.
10. O que está errado com um circuito PDT em que R_1 e R_2 são cem vezes maiores que R_B?

Respostas – Atividades para o Estudante

1. d
2. a
3. a
4. d
5. b
6. b
7. b
8. a
9. c
10. a
11. b
12. a
13. c
14. c
15. c
16. a
17. b
18. a
19. d
20. a
21. c
22. a
23. d
24. b
25. b
26. c
27. b
28. c
29. a
30. d

Respostas dos Problemas Práticos

8-1 $V_B = 2{,}7$ V;
$V_E = 2$ mA;
$V_C = 7{,}78$ V;
$V_{EC} = 5{,}78$ V

8-2 $V_{EC} = 5{,}85$ V
Muito próximo do valor previsto

8-4 $R_E = 1$ kΩ;
$R_C = 4$ kΩ;
$R_B = 200$ Ω (660);
$R_1 = 3{,}4$ kΩ (3,3k)

8-5 $V_{EC} = 6{,}96$ V

8-6 $V_{EC} = 7{,}05$ V

8-7 Para 8-19a:
$V_B = 2{,}16$ V;
$V_E = -1{,}46$ V;
$V_C = -6{,}73$ V;
$V_{EC} = -5{,}27$ V

Para 8-19b:
$V_B = 9{,}84$ V;
$V_E = 10{,}54$ V;
$V_C = 5{,}27$ V;
$V_{EC} = -5{,}27$ V

Circuito de Polarização do Transistor 285

Problemas

SEÇÃO 6-3 CORRENTES NO TRANSISTOR

6-1 Um transistor tem uma corrente de emissor de 10 mA e a corrente do coletor é de 9,85 mA. Qual é a corrente da base?

6-2 A corrente do coletor é de 10 mA e a corrente da base é de 0,1 mA. Qual é o ganho de corrente?

6-3 Um transistor tem um ganho de corrente de 150 e uma corrente na base de 30 μA. Qual é a corrente no coletor?

6-4 Se a corrente no coletor for de 100 mA e o ganho de corrente for de 65, qual é a corrente no emissor?

SEÇÃO 6-5 CURVA DA BASE

6-5 **MultSim** Qual é o valor da corrente da base na Figura 6-20?

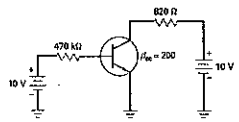


Figura 6-20

6-6 **MultSim** Se o ganho de corrente diminuir de 200 para 100 na Figura 6-20, qual será o valor da corrente na base?

6-7 Se o resistor de 470 kΩ da Figura 6-20 tiver uma tolerância de ±5%, qual será a corrente máxima na base?

SEÇÃO 6-6 CURVAS DO COLETOR

6-8 **MultSim** Um circuito com transístor similar ao da Figura 6-20 tem uma fonte de tensão do coletor de 20 V, uma resistência do coletor de 1,5 kΩ e uma corrente do coletor de 6 mA. Qual é a tensão coletor-emissor?

6-9 Se um transistor tiver uma corrente de coletor de 100 mA e uma tensão coletor-emissor de 3,5 V, qual será a potência dissipada?

SEÇÃO 6-7 APROXIMAÇÕES PARA O TRANSISTOR

6-10 Quais são os valores da tensão coletor-emissor e da potência dissipada na Figura 6-20? (Dê as respostas para um transistor ideal e para a segunda aproximação.)

6-11 A Figura 6-21a mostra um modo mais simples de diagramar o circuito. Ele funciona do mesmo modo já discutido anteriormente. Qual é a tensão coletor-emissor? Qual é a potência dissipada no transistor? (Dê suas respostas para um transistor ideal e para a segunda aproximação.)

6-12 Quando as fontes de alimentação da base e do coletor são iguais, o circuito pode ser diagramado conforme mostrado na Figura 6-21b. Qual é a tensão coletor-emissor neste circuito? E a potência do transistor? (Dê suas respostas para um transistor ideal e para a segunda aproximação.)

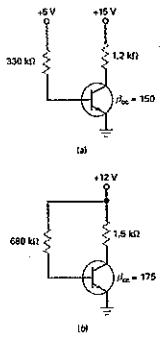


Figura 6-21

SEÇÃO 6-8 INTERPRETAÇÃO DAS FOLHAS DE DADOS

6-13 Qual é a faixa de temperatura para armazenagem do transístor 2N3904?

6-14 Qual é o valor mínimo de h_{FE} para um transístor 2N3904 para uma corrente de coletor de 1 mA e uma tensão coletor-emissor de 1 V?

6-15 Um transístor tem uma potência nominal de 1 W. Se a tensão coletor-emissor for de 10 V e a corrente do coletor for de 120 mA, o que ocorrerá com o transístor?

6-16 Um transístor 2N3904 tem uma dissipação de potência de 625 mW sem um dissipador de calor. Se a temperatura ambiente for de 65°C, o que ocorrerá com a potência nominal?

SEÇÃO 6-10 ANÁLISE DE DEFEITO

6-17 **MultSim** Na Figura 6-20, a tensão coletor-emissor aumenta, diminui ou permanece a mesma para cada um dos seguintes defeitos?

a. 470 kΩ está em curto
b. 470 kΩ está aberto
c. 820 Ω está em curto
d. 820 Ω está aberto
e. Sem fonte de alimentação da base
f. Sem fonte de alimentação do coletor

Transístores de Junção Bipolar 219

Agradecimentos

A produção da sétima edição do livro *Eletrônica*, foi realmente o resultado do esforço de uma equipe. Exigiu trabalho árduo e dedicação profissional de um grande número de pessoas. Agradeço a todos da McGraw-Hill Higher Education que contribuíram para esta edição, especialmente a Tom Casson, Jonathan Plant, Linddsay Roth, Kay Brimeyer e Carol Krominnga. Agradeço também a Pat Hoppe cujo critério, revisão cuidadosa e um enorme trabalho sobre os arquivos do MultiSim foi uma contribuição significante para este livro.

Agradeço a todos cujos comentários e sugestões foram extremamente valiosos no desenvolvimento desta edição. Isto inclui a todos que dispenderam seu tempo para responder e levantar dados para o desenvolvimento do manuscrito e aqueles que cuidadosamente revisaram novamente o material. Cada inspeção e revisão foi cuidadosamente examinada e contribuiu enormemente para esta edição. Aqui está uma lista dos revisores que ajudaram a fazer esta edição compreensiva e relevante.

Revisores da Edição Atual

Ron Barrier
Rowan Cabarrus Community College, NC
Adrien Berthiaume
Northern Essex Community College, MA
M. C. Greenfield
Indiana State University, IN
Craig Hill
Erie Institute of Technology, PA
Patrick Hoppe
Gateway Technical College, WI
Paul Kiser
National Institute of Technology, WV
Dan Lookadoo
New River Community College, VA
William Murray
Broome Community College, NY
Rina Mazzucco
Mesa Community College, AZ
Rajappa Papannareddy
Purdue University, IN
Ken White
Lakeland Community College, OH

Equipe de Revisão de Texto

Ben Bartlett
College of Southern Idaho, ID
Michele J. Chance
Rowan-Cabarrus Community College, NC
Walter O. Craig, III
Southern University, LA
Sheila Donchoo
Southern Polytechnic State University, GA
James A. Duru
Essex County College, NJ
William Eaton
Hinds Community College, MS
Udezei F. Edgal
North Carolina A&T State University, NC
Glen Elliott
Cambria County Area Community College, PA
Fred Etcheverry
Hartnell College, CA
Jim Fiore
Mohawk Valley Community College, NY
Rex Fisher
Brigham Young University, ID
John E. Fitzen
Idaho State University, ID
George Fredericks
Northeast State Technical Community College, TN
G. J. Gerard
Gateway Community Technical College, CT
Albert Gerth
Corning Community College, NY
Melvin G. Gomez
Green River Community College, WA
James Henderson
Arkansas State University, AR
George Hendricks
Gaston College, NC
Larry Hoffman
Purdue University, IN
David A. Kruse
Lane Community College, OR
Daniel Landiss
St. Louis Community College, MO
M. David Luneau, Jr.
University of Arkansas, AR
Richard McKinney
Nashville State Technical Community College, TN
Paul Nelson
College of the Sequoias, CA
Robert Peeler
Lamar State College, TX
Nasser H. Rashidi
Virginia State University, VA
Steven D. Rice
University of Montana, MT
Robert J. Scoff
University of Memphis, TN
Ron Tinckham
Santa Fe Community College, FL
Anthony Webb
Missouri Tech, MO
Harold Wiebe
Northern Kentucky University, KY
Michael Wilson
Kansas State University, KS

Revisores do Manuscrito

Abraham Falsafi
National Institute of Technology, WV Mohamed Haj-Mohamadi
North Carolina A&T University, NC Patrick Hoppe
Gateway Technical College, WI John Lindsey
Kansas Community and Technical College System, KS
Jim Ramming
Vatterott College, MO Vince Vasco
Pittsburgh Technical Institute, PA

capítulo 16

Efeitos de Freqüência

Em capítulos anteriores estudamos os amplificadores operando em suas faixas de freqüência normal. Agora, vamos discutir como um amplificador responde quando a freqüência de entrada estiver fora da faixa normal de operação. No caso de um amplificador ca, o ganho de tensão diminui quando a freqüência de entrada for muito baixa ou muito alta. Por outro lado, os amplificadores cc têm ganhos de tensão desde a freqüência zero. Apenas em altas freqüências é que o ganho de tensão de um amplificador cc cai. Podemos usar os decibéis para descrever o decréscimo do ganho de tensão e um gráfico de Bode para representar a resposta de um amplificador.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo você deverá ser capaz de:

- Calcular os ganhos de potência e tensão em decibéis e falar sobre as implicações da condição de casamento de impedância.
- Fazer esboços de gráficos de Bode para a magnitude e a fase.
- Usar o teorema de Miller para calcular as capacitâncias equivalentes de entrada e saída de um dado circuito.
- Descrever a relação tempo de subida–largura de banda.
- Explicar como os capacitores de acoplamento e desvio (*bypass*) são responsáveis pelas freqüências de corte inferior num estágio BJT.
- Explicar como os capacitores de desvio, coletor ou dreno e a capacitância Miller de entrada são responsáveis pelas freqüências de corte superiores em estágios BJT e FET.

Resumo do Capítulo

16-1 Resposta em Freqüência de um Amplificador
16-2 Ganho de Potência em Decibel
16-3 Ganho de Tensão em Decibel
16-4 Casamento de Impedância
16-5 Decibéis acima de uma Referência
16-6 Gráficos de Bode
16-7 Mais Gráficos de Bode
16-8 Efeito Miller
16-9 Relação Tempo de Subida–Largura de Banda
16-10 Análise de Freqüência de Estágios TJB
16-11 Análise de Freqüência em Estágios FET
16-12 Efeitos de Freqüência em Circuitos com Dispositivos de Montagem em Superfície (SMDs)

Vocabulário

amplificador cc
amplificador inversor
banda média de um amplificador
capacitância parasita da fiação
capacitâncias internas
capacitor de realimentação
capacitor dominante
circuito de atraso
decibéis
efeito Miller
escala logarítmica
freqüência de ganho unitário
freqüências de corte
freqüências de meia potência
ganho de potência em decibel
ganho de tensão em decibel
gráfico de Bode
resposta em freqüência
tempo de subida T_R

É BOM SABER

A resposta em freqüência de um amplificador pode ser determinada experimentalmente aplicando um sinal de onda quadrada na entrada do amplificador e observando a resposta de saída. Como você pode se lembrar de estudos anteriores, uma onda quadrada contém uma freqüência fundamental e um número infinito de harmônicos de ordem ímpar. A forma da onda quadrada de saída revela se as freqüências baixas e altas estão sendo amplificadas adequadamente. A freqüência da onda quadrada usada deve ser de aproximadamente um décimo da freqüência de corte superior do amplificador. Se a onda quadrada de saída for uma réplica exata da onda quadrada de entrada, a resposta em freqüência do amplificador é, obviamente, suficiente para a freqüência aplicada.

16-1 Resposta em Freqüência de um Amplificador

A **resposta em freqüência** de um amplificador é o gráfico do ganho *versus* a freqüência. Nesta seção, vamos discutir a resposta em freqüência de amplificadores ca e cc. Anteriormente discutimos um amplificador EC (emissor comum) com capacitores de acoplamento e desvio (*bypass*). Esse é um exemplo de um *amplificador* ca, que é projetado para amplificar sinais ca. Da mesma forma, é possível projetar um *amplificador* cc que pode amplificar tanto sinais cc como também sinais ca.

Resposta de um Amplificador CA

A Figura 16-1*a* mostra a *resposta em freqüência* de um amplificador ca. Na faixa média de freqüências, o ganho de tensão é máximo. Normalmente o amplificador opera nessa faixa média de freqüências. Em freqüências baixas, o ganho de tensão diminui, porque os capacitores de acoplamento e desvio não atuam mais como curtos-circuitos. Em vez disso, as reatâncias capacitivas passam a ser grandes o suficiente para provocarem uma queda de tensão do sinal ca. O resultado é uma diminuição no ganho de tensão à medida que a freqüência se aproxima de zero hertz (0 Hz).

Em freqüências altas, o ganho de tensão diminui por outros motivos. Para começar, um transistor tem **capacitâncias internas** em suas junções, conforme mostra a Figura 16-1*b*. Essas capacitâncias proporcionam percursos de desvio para o sinal ca. Conforme a freqüência aumenta, as reatâncias capacitivas tornam-se baixas o suficiente para evitar uma operação normal do transistor. O resultado é uma diminuição no ganho de tensão.

A **capacitância parasita da fiação** é outro motivo para ocorrer uma diminuição no ganho de tensão em altas freqüências. A Figura 16-1*c* ilustra a idéia. Qualquer fio de conexão em um circuito com transistor faz o papel de uma placa do capacitor, e o terra do chassi faz o papel da outra placa. A capacitância parasita da fiação que existe entre o fio e o terra é indesejada. Em altas freqüências, sua reatância capacitiva baixa evita que a corrente ca alcance o resistor de carga. Isso equivale a dizer que o ganho de tensão cai.

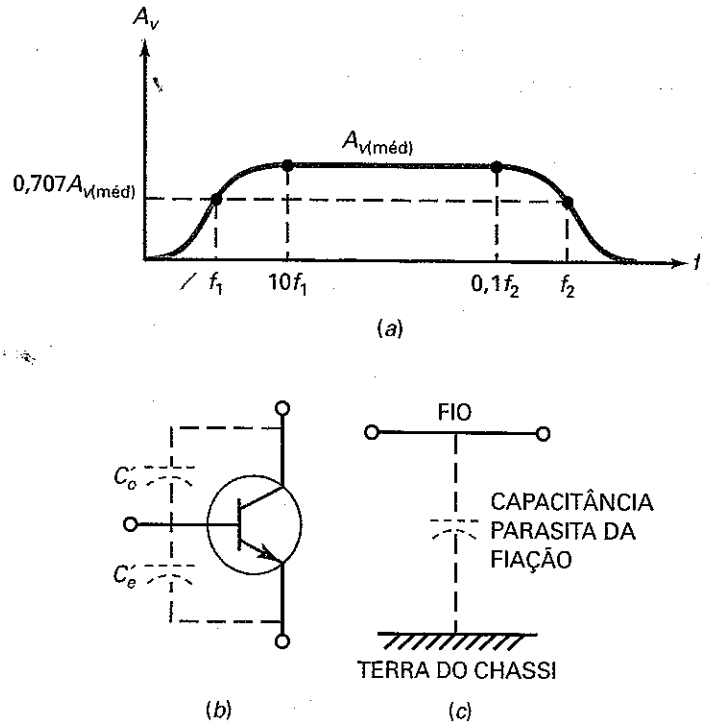


Figura 16-1 (*a*) Resposta em freqüência de um amplificador ca; (*b*) capacitância interna de um transistor; (*c*) um fio de conexão forma uma capacitância com o terra do chassi.

Freqüências de Corte

As freqüências nas quais o ganho de tensão é igual a 0,707 do seu valor máximo são denominadas **freqüências de corte**. Na Figura 16-1*a*, f_1 é a freqüência de corte inferior e f_2 é a freqüência de corte superior. As freqüências de corte também são conhecidas como **freqüências de meia potência**, porque a potência na carga é metade do valor máximo nessas freqüências.

Por que a potência de saída é a metade do valor máximo nas freqüências de corte? Quando o ganho de tensão é 0,707 do valor máximo, a tensão de saída é 0,707 do valor máximo. Lembre-se de que a potência é o quadrado da tensão dividido pela resistência. Quando se eleva 0,707 ao quadrado obtém-se 0,5, por isso, a potência na carga é metade do seu valor máximo nas freqüências de corte.

Banda Média

Definimos a **banda média de um amplificador** como a banda (ou faixa) de freqüências entre $10f_1$ e $0{,}1f_2$. Na banda média, o ganho de tensão de um amplificador é aproximadamente máximo, sendo indicado por $A_{v(\text{méd})}$. Três das características importantes de um amplificador são: $A_{v(\text{méd})}$, f_1 e f_2. Dados esses valores, sabemos o valor do ganho de tensão na banda média e onde o ganho de tensão cai para $0{,}707A_{v(\text{méd})}$.

Fora da Banda Média

Embora um amplificador opere normalmente na banda média, existem situações em que precisamos saber qual o ganho de tensão fora da banda média. A seguir, temos uma fórmula para o cálculo aproximado do ganho de tensão de um amplificador ca:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1+(f_1/f)^2}\sqrt{1+(f/f_2)^2}} \qquad \textbf{(16-1)}$$

Dados $A_{v(\text{méd})}$, f_1 e f_2, podemos calcular o ganho de tensão na freqüência f. Essa equação admite que um capacitor dominante esteja produzindo a freqüência de corte inferior e outro capacitor dominante esteja produzindo a freqüência de corte superior. Um **capacitor dominante** é aquele que é mais importante que os demais na determinação da freqüência de corte.

A Equação (16-1) não é tão formidável quanto parece. Existem apenas três faixas de freqüências para analisar: a banda média, abaixo da banda média e acima da banda média. Na banda média, $f_1/f \approx 0$ e $f/f_2 \approx 0$. Portanto, os dois radicais na Equação (16-1) são aproximadamente 1, e a Equação (16-1) se reduz a:

$$\textbf{Banda média: } A_v = A_{v(\text{média})} \qquad \textbf{(16-2)}$$

Abaixo da banda média, $f/f_2 \approx 0$. Como resultado, o segundo radical é igual a 1 e a Equação (16-1) se reduz a:

$$\textbf{Abaixo da banda média: } A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1+(f_1/f)^2}} \qquad \textbf{(16-3)}$$

Acima da banda média, $f_1/f \approx 0$. Como resultado, o primeiro radical é igual a 1 e a Equação (16-1) se reduz a:

$$\textbf{Abaixo da banda média: } A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}} \qquad \textbf{(16-4)}$$

É BOM SABER

Na Figura 16-2, a largura de banda inclui a freqüência 0 Hz até f_2. Em outras palavras, a largura de banda na Figura 16-2 é igual a f_2.

Resposta de um Amplificador CC

Conforme foi mencionado no Capítulo 12, um projetista pode usar acoplamento direto entre estágios amplificadores. Isso permite ao circuito amplificar freqüências desde zero hertz (0 Hz). Esse tipo de amplificador é denominado **amplificador cc**.

A Figura 16-2*a* mostra a resposta em freqüência de um amplificador cc. Como não existe freqüência de corte inferior, as duas características importantes de um amplificador cc são: $A_{v(méd)}$ e f_2. Dados esses dois valores, em uma folha de dados, temos o ganho de tensão do amplificador na banda média e a sua freqüência de corte superior.

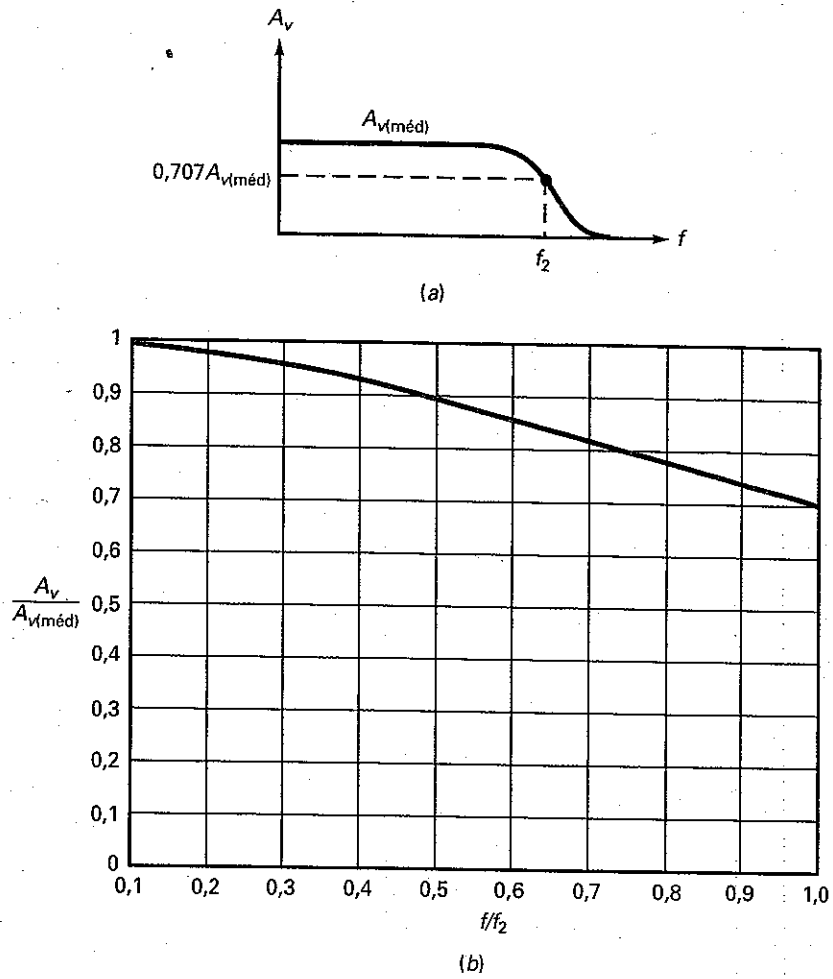


Figura 16-2 Resposta em freqüência de um amplificador cc.

O amplificador cc é mais amplamente usado que o amplificador ca, porque a maioria dos amplificadores são projetados com amp-ops (amplificadores operacionais) em vez do uso de transistores discretos. O *amp-op* é um amplificador *cc* que tem um alto ganho de tensão, alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Uma grande variedade de amp-ops é disponibilizada comercialmente como circuitos integrados (CIs).

A maioria dos amplificadores cc é projetada com uma capacitância dominante que produz a freqüência de corte f_2. Por isso, podemos usar a seguinte fórmula para calcular o ganho de tensão de amplificadores cc típicos:

$$A_v = \frac{A_{v(méd)}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \qquad \textbf{(16-5)}$$

Por exemplo, quando $f = 0{,}1f_2$:

$$A_v = \frac{A_{v(méd)}}{\sqrt{1 + (0{,}1)^2}} = 0{,}995\ A_{v(méd)}$$

Isso informa que o ganho de tensão está a 0,5% do máximo quando a freqüência de entrada é um décimo da freqüência de corte superior. Em outras palavras, o ganho de tensão é de aproximadamente 100% do máximo.

Tabela 16-1	Entre a Banda Média e o Corte	
f/f_2	$A_v/A_{v(méd)}$	Por cento (aprox.)
0,1	0,995	100
0,2	0,981	98
0,3	0,958	96
0,4	0,928	93
0,5	0,894	89
0,6	0,857	86
0,7	0,819	82
0,8	0,781	78
0,9	0,743	74
1	0,707	70

Entre a Banda Média e o Corte

Com a Equação (16-5) podemos calcular o ganho de tensão na região entre a banda média e o corte. A Tabela 16-1 mostra os valores normalizados de freqüência e ganho de tensão. Quando $f/f_2 \sim 0{,}1$, $A_v/A_{v(méd)} = 0{,}995$. Quando f/f_2 aumenta, o ganho de tensão normalizado diminui até alcançar 0,707 na freqüência de corte. Como uma aproximação, podemos dizer que o ganho de tensão é 100% do máximo quando $f/f_2 \sim 0{,}1$. Em seguida ele diminui para 98%, 96% e assim por diante, até ser aproximadamente 70% na freqüência de corte. A Figura 16-2*b* mostra o gráfico de $A_v/A_{v(méd)}$ *versus* f/f_2.

Exemplo 16–1

A Figura 16-3*a* mostra um amplificador ca com um ganho de tensão na banda média de 200. Se as freqüências de corte são $f_1 = 20$ Hz e $f_2 = 20$ kHz, como é o aspecto da resposta em freqüência? Qual o ganho de tensão se a freqüência de entrada for de 5 Hz? E se for de 200 kHz?

SOLUÇÃO Na banda média, o ganho de tensão é 200. Em qualquer freqüência de corte o ganho de tensão é:

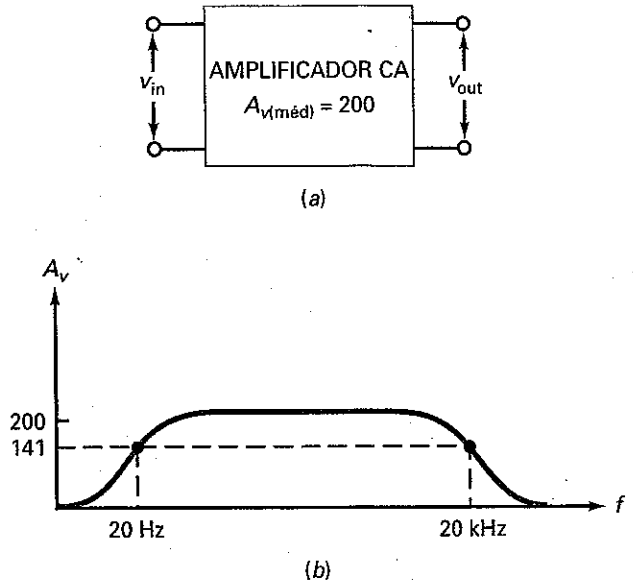
$$A_v = 0{,}707(200) = 141$$

A Figura 16-3*b* mostra a resposta em freqüência.

Com a Equação (16-3) podemos calcular o ganho de tensão para uma freqüência de entrada de 5 Hz:

$$A_v = \frac{200}{\sqrt{1+(20/5)^2}} = \frac{200}{\sqrt{1+(4)^2}} = \frac{200}{\sqrt{17}} = 48{,}5$$

Figura 16–3 Amplificador ca e a sua resposta em freqüência.



De forma similar, podemos usar a Equação (16-4) para calcular o ganho de tensão para a freqüência de entrada de 200 kHz:

$$A_v = \frac{200}{\sqrt{1+(200/20)^2}} = 19{,}9$$

PROBLEMA PRÁTICO 16–1 Repita o Exemplo 16-1 usando um amplificador ca com um ganho de tensão na banda média de 100.

Exemplo 16–2

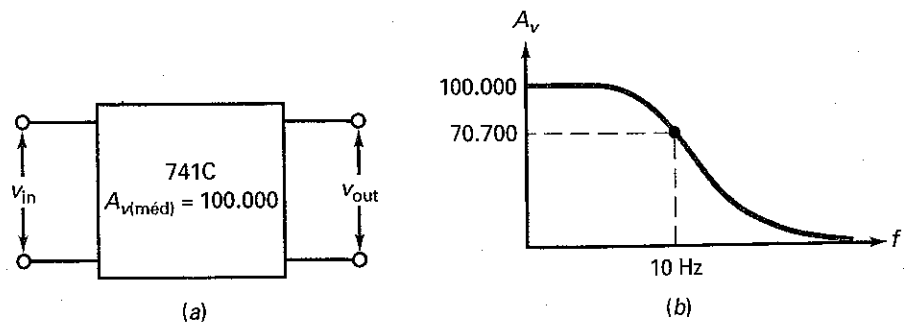
A Figura 16-4*a* mostra um CI 741C, que é um amplificador operacional com um ganho de tensão na banda média de 100.000. Se f_2 = 10 Hz, qual é o aspecto da resposta em freqüência?

SOLUÇÃO Na freqüência de corte de 10 Hz, o ganho de tensão é 0,707 do seu valor na banda média:

$$A_v = 0{,}707(100.000) = 70.700$$

A Figura 16-4*b* mostra o aspecto da resposta em freqüência. Observe que o ganho de tensão é 100.000 na freqüência de zero hertz (0 Hz). À medida que a freqüência

Figura 16–4 O CI 741C e sua resposta em freqüência.



se aproxima de 10 Hz, o ganho de tensão diminui até que seja igual a aproximadamente 70% do máximo.

PROBLEMA PRÁTICO 16–2 Repita o Exemplo 16-2 sendo $A_{v(méd)} = 200.000$.

Exemplo 16–3

No exemplo anterior, qual o ganho de tensão para cada uma das seguintes freqüências de entrada: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz e 1 MHz?

SOLUÇÃO Como a freqüência de corte é 10 Hz, uma freqüência de entrada de:

$f = 100$ Hz, 1 kHz, 10 kHz, ...

resulta em uma razão f/f_2 de:

f/f_2 10, 100, 1000, ...

Portanto, podemos usar a Equação (16-5) seguinte maneira para calcular os ganhos de tensão:

$$f = 100 \text{ Hz}: A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(10)^2}} \approx 10.000$$

$$f = 1\text{K Hz}: A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(100)^2}} = 1.000$$

$$f = 10 \text{ KHz}: A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(1.000)^2}} = 100$$

$$f = 100 \text{ KHz}: A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(10.000)^2}} = 10$$

$$f = 1 \text{ MHz}: A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(100.000)^2}} = 1$$

Cada vez que a freqüência aumenta de uma década (um fator de 10), o ganho de tensão diminui por um fator de 10.

PROBLEMA PRÁTICO 16–3 Repita o Exemplo 16-3 sendo $A_{v(méd)} = 200.000$.

16-2 Ganho de Potência em Decibel

Vamos discutir sobre **decibéis**, um método útil para descrever a resposta em freqüência. Mas antes de fazer isso, precisamos revisar alguns conceitos básicos de matemática.

Revisão de Logaritmos

Considere a seguinte equação:

$$x = 10^y \tag{16-6}$$

Essa equação pode ser resolvida para y em termos de x assim:

$$y = \log_{10} x$$

A equação informa que y é o logaritmo (ou expoente) de 10 que resulta em x. Geralmente, o 10 é omitido, sendo a equação escrita assim:

$$y = \log x \tag{16-7}$$

Com uma calculadora que tem a função log comum, podemos facilmente determinar o valor de y para qualquer valor de x. Por exemplo, veja como calcular o valor de y para $x = 10$, 100 e 1000:

$y = \log 10 = 1$

$y = \log 100 = 2$

$y = \log 1000 = 3$

Como você pode ver, cada vez que x aumenta por um fator de 10, y aumenta de 1.

Podemos calcular os valores de y, dados os valores decimais de x. Por exemplo, veja os valores de y para $x = 0{,}1$, 0,01 e 0,001:

$y = \log 0{,}1 = -1$

$y = \log 0{,}01 = -2$

$y = \log 0{,}001 = -3$

Cada vez que x diminui por um fator de 10, y diminui de 1.

Definição de $A_{p(dB)}$

No Capítulo 12, o ganho de potência A_p foi definido como a potência de saída dividida pela potência de entrada:

$$A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

O **ganho de potência em decibel** é definido como:

$$A_{p(dB)} = 10 \log A_p \tag{16-8}$$

Como A_p é a razão da potência de saída pela potência de entrada, A_p não tem unidade (é adimensional). Quando tomamos o logaritmo de A_p, obtemos uma quantidade que não tem unidade. Contudo, para termos certeza de que $A_{p(dB)}$ nunca será confundido com A_p, associamos a unidade *decibel* (abreviada por *dB*) a todas as respostas para $A_{p(dB)}$.

Por exemplo, se um amplificador tem um ganho de potência de 100, ele tem um ganho de potência em decibel de:

$$A_{p(dB)} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

Como um outro exemplo, se $A_p = 100.000.000$, então:

$$A_{p(dB)} = 10 \log 100.000.000 = 80 \text{ dB}$$

Nesses dois exemplos, o log é igual ao número de zeros: 100 tem dois zeros e 100.000.000 tem oito zeros. Podemos usar a contagem de zeros para determinar o logaritmo sempre que o número for um múltiplo de 10. Assim, podemos multiplicar por 10 para obter a resposta em decibel. Por exemplo, um ganho de potência de 1000 tem três zeros; multiplique por 10 para obter 30 dB. Um ganho de potência de 100.000 tem cinco zeros; multiplique por 10 para obter 50 dB. Esse artifício é útil para determinar o equivalente em decibel e verificar a resposta.

O ganho de potência em decibel é normalmente usado em folhas de dados para especificar o ganho de potência de dispositivos. Uma razão para o uso do ganho de potência em decibel é que os logaritmos comprimem os números. Por exemplo, se um amplificador tem um ganho de potência que varia de 100 a 100.000.000, o ganho de potência varia de 20 dB a 80 dB. Como podemos ver, o

Tabela 16-2 Propriedades do Ganho de Potência	
Fator	Decibéis, dB
×2	+3
×0,5	−3
×10	+10
×0,1	−10

ganho de potência em decibel é uma notação mais compacta que o ganho de potência comum.

Duas Propriedades Úteis

O ganho de potência em decibel tem duas propriedades úteis:

1. Cada vez que o ganho de potência comum aumenta (ou diminui) por um fator de 2, o ganho de potência em decibel aumenta (ou diminui) de 3 dB.
2. Cada vez que o ganho de potência comum aumenta (ou diminui) por um fator de 10, o ganho de potência em decibel aumenta (ou diminui) de 10 dB.

A Tabela 16-2 mostra essas propriedades na forma compacta. Os exemplos a seguir demonstram essas propriedades.

Exemplo 16–4

Calcule o ganho de potência em decibel para os seguintes valores: $A_p = 1, 2, 4$ e 8.

SOLUÇÃO Com uma calculadora, obtemos as seguintes respostas:

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 4 = 6 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 8 = 9 \text{ dB}$$

Cada vez que A_p aumenta por um fator de 2, o ganho de potência em decibel aumenta de 3 dB. Essa propriedade é sempre verdadeira. Sempre que dobramos o ganho de potência, o ganho de potência em decibel aumenta de 3 dB.

PROBLEMA PRÁTICO 16–4 Determine $A_{p(\text{dB})}$ para os ganhos de potência de 10, 20 e 40.

Exemplo 16–5

Calcule o ganho de potência em decibel para cada um dos seguintes valores: A_p = 1, 0,5, 0,25 e 0,125.

SOLUÇÃO

$$A_{p(dB)} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 0{,}5 = -3 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 0{,}25 = -6 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 0{,}125 = -9 \text{ dB}$$

Cada vez que *Ap* diminui por um fator de 2, o ganho de potência em decibel diminui de 3 dB.

PROBLEMA PRÁTICO 16–5 Repita o Exemplo 16-5 para os ganhos de potência de 4, 2, 1 e 0,5.

Exemplo 16–6

Calcule o ganho de potência em decibel para os seguintes valores: $A_p = 1$, 10, 100 e 1000.

SOLUÇÃO

$$A_{p(dB)} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 10 = 10 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 1000 = 30 \text{ dB}$$

Cada vez que A_p aumenta por um fator de 10, o ganho de potência em decibel aumenta de 10 dB.

PROBLEMA PRÁTICO 16–6 Calcule o ganho de potência em decibel para $A_p =$ 5, 50, 500 e 5000.

Exemplo 16–7

Calcule o ganho de potência em decibel para cada um dos seguintes valores: $A_p =$ 1, 0,1, 0,01 e 0,001.

SOLUÇÃO

$$A_{p(dB)} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 0{,}1 = -10 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 0{,}01 = -20 \text{ dB}$$

$$A_{p(dB)} = 10 \log 0{,}001 = -30 \text{ dB}$$

Cada vez que A_p diminui por um fator de 10, o ganho de potência em decibel diminui de 10 dB.

PROBLEMA PRÁTICO 16–7 Calcule o ganho de potência em decibel para $A_p =$ 20, 2, 0,2 e 0,002.

16-3 Ganho de Tensão em Decibel

As medições de tensão são mais comuns que as medições de potência. Por esse motivo, os decibéis são até mais úteis com o ganho de tensão.

Definição

Conforme definido em capítulos anteriores, o ganho de tensão é a tensão de saída dividida pela tensão de entrada:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

O **ganho de tensão em decibel** é definido como:

$$A_{v(dB)} = 20 \log A_v \tag{16-9}$$

O motivo para o uso de 20 em vez de 10 nessa definição é porque a potência é proporcional ao quadrado da tensão. Conforme será discutido na próxima seção, essa definição produz um importante princípio para os sistemas de impedância casada.

Se um amplificador tem um ganho de tensão de 100.000, ele tem um ganho de tensão em decibel de:

$$A_{v(dB)} = 20 \log 100.000 = 100 \text{ dB}$$

Podemos usar um artifício sempre que o número for múltiplo de 10. Conte o número de zeros e multiplique por 20 para obter o equivalente em decibel. No cálculo anterior, conte cinco zeros e multiplique por 20 para obter o ganho de tensão em decibel de 100 dB.

Como outro exemplo, se um amplificador tem um ganho de tensão que varia de 100 a 100.000.000, então seu ganho de tensão em decibel varia de 40 dB a 160 dB.

Regras Básicas para o Ganho de Tensão

A seguir, são relacionadas as propriedades úteis para o ganho de tensão em decibel:

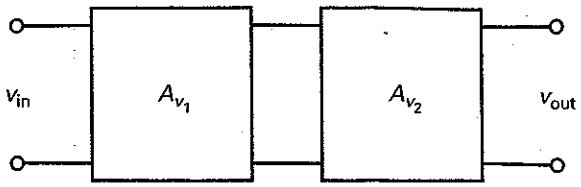
1. Cada vez que o ganho de tensão aumenta (ou diminui) por um fator de 2, o ganho de tensão em decibel aumenta (ou diminui) de 6 dB.
2. Cada vez que o ganho de tensão aumenta (ou diminui) por um fator de 10, o ganho de tensão em decibel aumenta (ou diminui) de 20 dB.

A Tabela 16-3 resume essas propriedades.

Tabela 16-3 Propriedades do Ganho de Tensão

Fator	Decibéis, dB
×2	+6
×0,5	-6
×10	+20
×0,1	-20

Figura 16-5 Dois estágios de ganho de tensão.



Estágios em Cascata

Na Figura 16-5, o ganho de tensão total de um amplificador de dois estágios é o produto dos ganhos de tensão individuais:

$$A_v = (Av_1)(Av_2) \tag{16-10}$$

Por exemplo, se o primeiro estágio tem um ganho de tensão de 100 e o segundo estágio tem um ganho de tensão de 50, o ganho de tensão total é:

$$A_v = (100)(50) = 500$$

Algo incomum ocorre na Equação (16-10), quando usamos o ganho de tensão em decibel em vez do ganho de tensão comum:

$$A_{v(dB)} = 20 \log A_v = 20 \log (A_{v1})(A_{v2}) = 20 \log A_{v1} + 20 \log A_{v2}$$

Isso pode ser escrito como:

$$A_{v(dB)} = A_{v1(dB)} + A_{v2(dB)} \tag{16-11}$$

Essa equação informa que o ganho de tensão em decibel total de dois estágios em cascata é igual à soma dos ganhos de tensão em decibel individuais. A mesma idéia se aplica a qualquer número de estágios. Essa propriedade aditiva do ganho em decibel é o motivo de sua popularidade.

Exemplo 16-8

Qual o ganho de tensão total na Figura 16-6*a*? Expresse-o em decibéis. Em seguida, calcule o ganho de tensão em decibel de cada estágio e o ganho de tensão em decibel total usando a Equação (16-11).

SOLUÇÃO Pela Equação (16-10), o ganho de tensão total é:

$$A_v = (100)(20) = 20.000$$

Em decibéis, esse ganho vale:

$$A_{v(dB)} = 20 \log 20.000 = 86 \text{ dB}$$

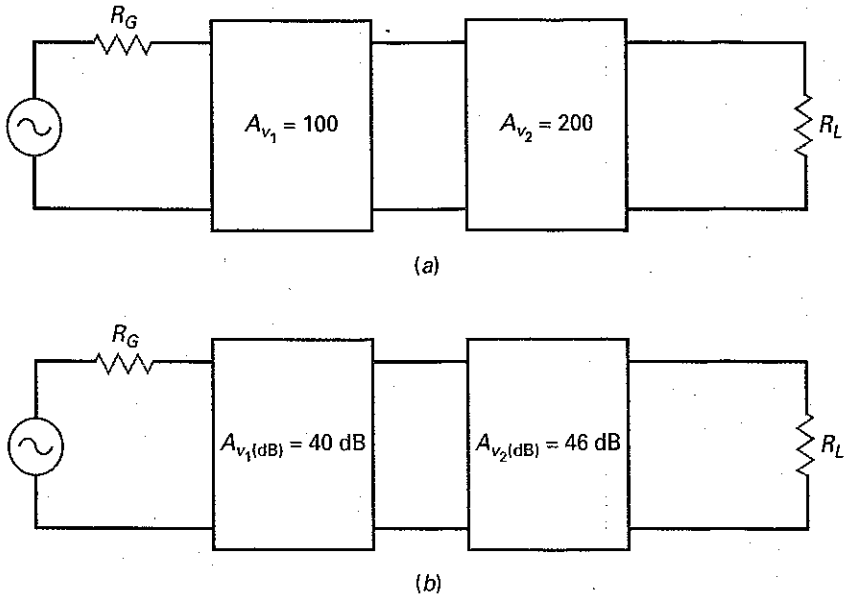
Podemos usar a calculadora obtendo 86 dB, ou podemos usar o seguinte artifício: o número 20.000 é o mesmo que 2 vezes 10.000. O número 10.000 tem quatro zeros, o que significa que o equivalente em decibel é 80 dB. Devido ao fator de 2, a resposta final é 6 dB superior, ou seja, 86 dB.

Em seguida podemos calcular o ganho de tensão em decibel de cada estágio da seguinte forma:

$$A_{v1(dB)} = 20 \log 100 = 40 \text{ dB}$$

$$A_{v2(dB)} = 20 \log 200 = 46 \text{ dB}$$

Figura 16–6 Ganhos de tensão e os equivalentes em decibel.



A Figura 16-6*b* mostra esses ganhos em decibel. Pela Equação (16-11), o ganho de tensão em decibel total é:

$$A_{v(dB)} = 40 \text{ dB} + 46 \text{ dB} = 86 \text{ dB}$$

Conforme podemos ver, somando os ganhos de tensão em decibel de cada estágio, obtemos a mesma resposta calculada anteriormente.

PROBLEMA PRÁTICO 16–8 Repita o Exemplo 16-8 tendo os estágios ganhos de tensão de 50 e 200.

É BOM SABER

Quando as impedâncias não estão casadas em um amplificador, os ganhos de potência em decibel podem ser calculados com o uso da seguinte equação:

$$A_p(\text{dB}) = 20 \log A_v + 10 \log R_{in}/R_{out}$$

onde A_v representa o ganho de tensão do amplificador e R_{in} e R_{out} representam as resistências de entrada e saída, respectivamente.

16-4 Casamento de Impedância

A Figura 16-7*a* mostra um estágio amplificador com a resistência do gerador R_G, a resistência de entrada R_{in}, a resistência de saída R_{out} e a resistência de carga R_L. Até este momento, na maioria das nossas discussões temos usado impedâncias diferentes.

Em muitos sistemas de comunicação (microondas, televisão e telefone), todas as impedâncias são casadas; ou seja, $R_G = R_{in} = R_{out} = R_L$. A Figura 16-7*b* ilustra a idéia. Conforme está indicado, todas as impedâncias são iguais a R. A impedância R é 50 Ω em sistemas de microondas, 75 Ω (cabo coaxial) ou 300 Ω em sistemas de televisão, e 600 Ω em sistemas de telefonia. O casamento de impedância é usado nesses sistemas, pois produz máxima transferência de potência.

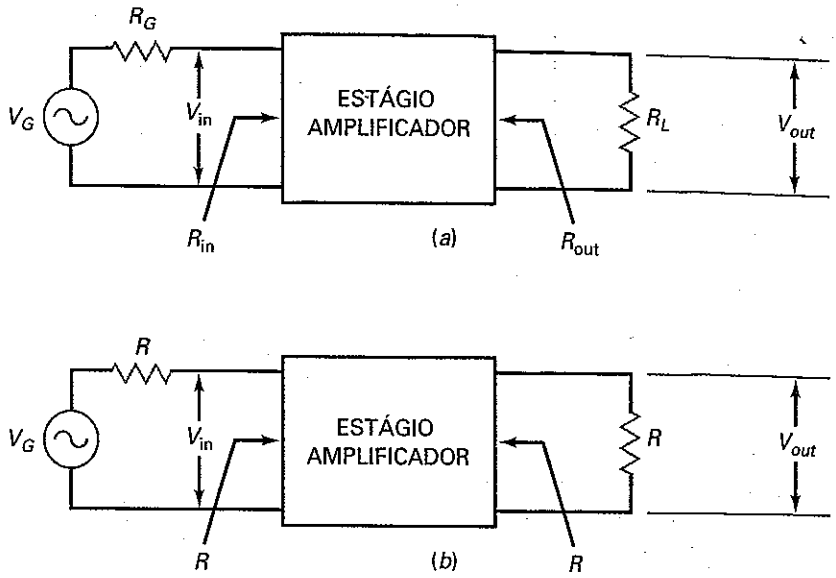
Na Figura 16-7*b*, a potência de entrada é:

$$p_{in} = \frac{V_{in}^2}{R}$$

e a potência de saída é:

$$p_{out} = \frac{V_{out}^2}{R}$$

Figura 16-7 Casamento de impedância.



O ganho de potência é:

$$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}} = \frac{V_{out}^2/R}{V_{in}^2/R} = \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2} = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)^2$$

ou

$$A_p = A_v^2 \tag{16-12}$$

Isso informa que o ganho de potência é igual ao quadrado do ganho de tensão em qualquer sistema com impedância casada.

Em termos de decibel:

$$A_{p(dB)} = 10 \log A_p = 10 \log A_v^2 = 20 \log A_v$$

ou

$$A_{p(dB)} = A_{v(dB)} \tag{16-13}$$

Essa equação informa que o ganho de potência em decibel é igual ao ganho de tensão em decibel. A Equação (16-13) é verdadeira para qualquer sistema com impedância casada. Se uma folha de dados informa que o ganho de um sistema é 40 dB, então os ganhos de tensão e de potência são iguais a 40 dB.

Conversão de Decibel para Ganho Comum

Quando uma folha de dados especifica o ganho de potência ou de tensão em decibel, podemos converter o ganho em decibel para ganho comum usando as seguintes equações:

$$A_p = \text{antilog}\frac{A_{p(dB)}}{10} \tag{16-14}$$

e

$$A_v = \text{antilog}\frac{A_{v(dB)}}{20} \tag{16-15}$$

O antilog é o inverso do logaritmo. Essas conversões são facilmente realizadas usando-se uma calculadora científica que tenha a função log e a função inversa.

Exemplo 16–9

A Figura 16-8 mostra estágios com impedâncias casadas sendo $R = 50\ \Omega$. Qual o ganho total em decibel? Qual o ganho de potência total? Qual o ganho de tensão total?

SOLUÇÃO O ganho de tensão total em decibel é:

$$A_{v(\text{dB})} = 23\ \text{dB} + 36\ \text{dB} + 31\ \text{dB} = 90\ \text{dB}$$

O ganho de potência total em decibel também é igual a 90 dB porque os estágios têm impedâncias casadas.

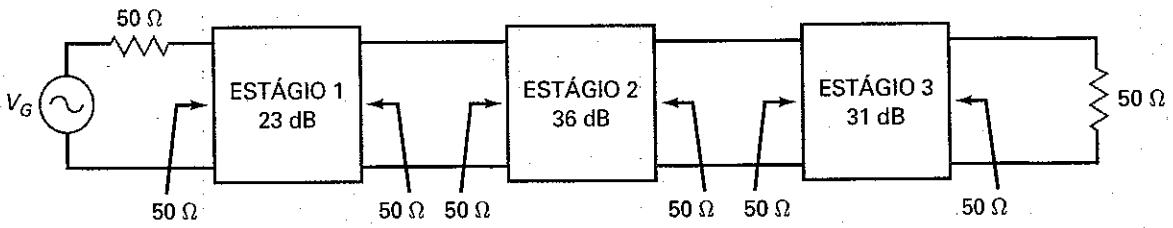
Por meio da Equação (16-14), o ganho de potência total é:

$$A_p = \text{antilog}\frac{90\ \text{dB}}{10} = 1.000.000.000$$

e o ganho de tensão total é:

$$A_v = \text{antilog}\frac{90\ \text{dB}}{20} = 31.623$$

Figura 16–8 Casamento de impedância em sistemas de 50 Ω.



PROBLEMA PRÁTICO 16–9 Repita o Exemplo 16-9 com os estágios ganhos de 10 dB, –6 dB e 26 dB.

Exemplo 16–10

No exemplo anterior, qual o ganho de tensão comum de cada estágio?

SOLUÇÃO O primeiro estágio tem um ganho de tensão de:

$$A_{v_1} = \text{antilog}\frac{23\ \text{dB}}{20} = 14{,}1$$

O segundo estágio tem um ganho de tensão de:

$$A_{v_2} = \text{antilog}\frac{36\ \text{dB}}{20} = 63{,}1$$

O terceiro estágio tem um ganho de tensão de:

$$A_{v_3} = \text{antilog}\frac{31\ \text{dB}}{20} = 35{,}5$$

PROBLEMA PRÁTICO 16–10 Repita o Exemplo 16-10 com os ganhos dos estágios de 10 dB, –6 dB e 26 dB.

16-5 Decibéis acima de uma Referência

Nesta seção, vamos discutir mais duas formas de usar decibéis. Além da aplicação dos decibéis nos ganhos de potência e tensão, podemos usar os *decibéis acima de uma referência*. Os níveis de referência usados nesta seção são o miliwatt e o volt.

A Referência de Miliwatt

Os decibéis são usados algumas vezes para indicar o nível de potência acima de 1 mW. Nesse caso, a indicação *dBm* é usada em vez de dB. A letra *m* em dBm nos lembra da referência de miliwatt. A equação em dBm é:

$$P_{dBm} = 10 \log \frac{P}{1\,mW} \tag{16-16}$$

onde P_{dBm} é a potência expressa em dBm. Por exemplo, se a potência for de 2 W, então:

$$P_{dBm} = 10 \log \frac{2\,W}{1\,mW} = 10 \log 2000 = 33\,dBm$$

O uso do dBm é uma forma de comparar a potência com 1 mW. Se uma folha de dados informa que a saída de um amplificador de potência é 33 dBm, isso significa que a potência de saída é 2 W. A Tabela 16-4 mostra alguns valores em dBm.

Podemos converter qualquer valor em dBm para a sua potência equivalente usando esta equação:

$$P = \text{antilog} \frac{P_{dBm}}{10} \tag{16-17}$$

onde P é a potência em miliwatts.

É BOM SABER

Os sistemas de comunicação de áudio que têm resistências de entrada e saída de 600 Ω usam a unidade dBm para indicar a saída de potência real de um amplificador, um atenuador, ou um sistema inteiro.

A Referência de Volt

Os decibéis também podem ser usados para indicar o nível da tensão acima de 1 V. Nesse caso, a indicação *dBV* é usada. A equação em dBV é:

$$V_{dBV} = 20 \log \frac{V}{1\,V}$$

Tabela 16-4 Potência em dBm

Potência	V_{dBm}
1 μW	-30
10 μW	-20
100 μW	-10
1 mW	0
10 mW	10
100 mW	20
1 W	30

É BOM SABER

A unidade decibel milivolt (dBmV) é freqüentemente usada em sistema de TV a cabo para a medição de intensidade de sinal. Nesses sistemas, um sinal de 1 mV em 75 Ω é o nível de referência que corresponde a 0 dB. A unidade dBmV é usada para indicar a tensão de saída efetiva de um amplificador, atenuador ou um sistema inteiro.

Tabela 16-5 Tensão em dBV

Potência	V_{dBV}
10 μV	−100
100 μV	−80
1 mV	−60
10 mV	−40
100 mV	−20
1 V	0
10 V	+20
100 V	+40

Como o denominador é igual a 1, podemos simplificar a equação para:

$$V_{dBV} = 20 \log V \tag{16-18}$$

onde V é adimensional. Por exemplo, se a tensão for 25 V, então:

$$V_{dBV} = 20 \log 25 = 28 \text{ dBV}$$

Usar dBV é uma forma de comparar a tensão com 1 V. Se a folha de dados informa que a saída de um amplificador é 28 dBV, ela está indicando que a tensão de saída é 25 V. Se o nível de saída ou a sensibilidade de um microfone for especificado como −40 dBV, sua tensão de saída é de 10 mV. A Tabela 16-5 mostra alguns valores em dBV.

Podemos converter qualquer valor dBV numa tensão equivalente usando esta equação:

$$V = \text{antilog}\frac{V_{dBV}}{20} \tag{16-19}$$

onde V é a tensão em volts.

Exemplo 16–11

Uma folha de dados informa que a saída de um amplificador é 24 dBm. Qual a potência de saída?

SOLUÇÃO Usando uma calculadora e a Equação (16-17):

$$P = \text{antilog}\frac{24 \text{ dBm}}{10} = 251 \text{ mW}$$

PROBLEMA PRÁTICO 16–11 Qual a potência de saída de um amplificador que tem uma especificação de 50 dBm?

Exemplo 16-12

Se uma folha de dados informa que a saída de um amplificador é –34 dBV, qual a tensão de saída?

SOLUÇÃO Por meio da Equação (16-18):

$$V = \text{antilog} = \frac{-34\ \text{dBV}}{20} = 20\ \text{mV}$$

PROBLEMA PRÁTICO 16-12 Dado um microfone com especificação de –54,5 dBV, qual a tensão de saída?

16-6 Gráficos de Bode

A Figura 16-9 mostra a resposta em freqüência de um amplificador ca. Embora ela contenha informações tais como a banda média, o ganho de tensão e as freqüências de corte, é um gráfico incompleto na representação do comportamento do amplificador. Aqui é que entra o **gráfico de Bode**. Como esse tipo de gráfico usa decibéis, ele pode nos fornecer mais informações sobre a resposta do amplificador fora da banda média.

Oitavas

A nota dó (C) média em um piano tem uma freqüência de 256 Hz. O próximo dó mais alto é uma oitava acima, com uma freqüência de 512 Hz. O próximo dó acima tem uma freqüência de 1024 Hz e assim por diante. Em música, a palavra *oitava* se refere ao dobro de uma freqüência. Todas as vezes que subimos uma oitava, dobramos a freqüência.

Em eletrônica, uma oitava tem um significado similar para relações como f_1/f e f/f_2. Por exemplo, se f_1 = 100 Hz e f = 50 Hz, a relação f_1/f é:

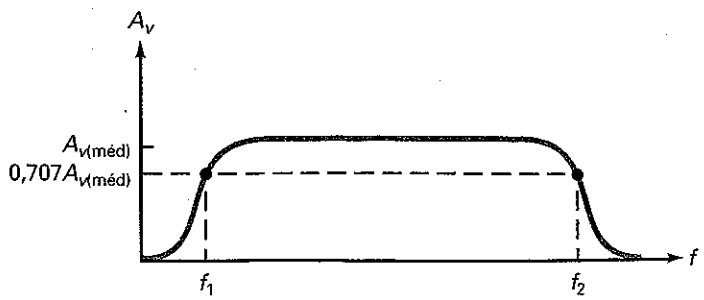
$$\frac{f_1}{f} = \frac{100\ \text{Hz}}{50\ \text{Hz}} = 2$$

Podemos descrever isso dizendo que f está uma oitava abaixo de f_1. Como um outro exemplo, suponha que f = 400 kHz e f_2 = 200 kHz. Então:

$$\frac{f}{f_2} = \frac{400\ \text{KHz}}{200\ \text{KHz}} = 2$$

Isso significa que f está uma oitava abaixo de f_2.

Figura 16-9 Resposta em freqüência de um amplificador ca.



Décadas

Uma *década* tem um significado similar para razões como f_1/f e f/f_2, exceto que um fator de 10 é usado em vez de 2. Por exemplo, se f_1 = 500 Hz e f = 50 Hz, a razão f_1/f é

$$\frac{f_1}{f} = \frac{500\text{ Hz}}{50\text{ Hz}} = 10$$

Podemos descrever isso dizendo que f está uma década abaixo de f_1. Como um outro exemplo, suponha que f = 2 MHz e f_2 = 200 kHz. Então:

$$\frac{f}{f_2} = \frac{2\text{ MHz}}{200\text{ KHz}} = 10$$

Isso significa que f está uma década abaixo de f_2.

Escalas Lineares e Logarítmicas

Um papel comum para gráfico tem uma *escala linear* nos dois eixos. Isso significa que os espaços entre os números são os mesmos para todos os números, como mostra a Figura 16-10*a*. Uma escala linear começa em 0 e segue em passos uniformes no sentido dos números maiores. Todos os gráficos discutidos até este ponto usam escalas lineares.

Algumas vezes podemos preferir usar uma **escala logarítmica** porque ela comprime faixas de valores muito amplas nos permitindo observar várias décadas. A Figura 16-10*b* mostra uma escala logarítmica. Observe que a numeração começa com 1. O espaço entre 1 e 2 é muito maior que o espaço entre 9 e 10. Ao comprimirmos a escala de forma logarítmica como mostramos aqui, podemos obter vantagens de certas propriedades dos logaritmos e decibéis.

Tanto o papel comum para gráfico quanto o papel semilogarítmico são comercializados. O papel semilogarítmico para gráfico tem uma escala linear no eixo vertical e uma escala logarítmica no eixo horizontal. As pessoas usam o papel semilogarítmico quando desejam representar graficamente uma grandeza como o ganho de tensão ao longo de várias décadas de freqüências.

É BOM SABER

A principal vantagem do uso do espaçamento logarítmico é que uma grande faixa de valores pode ser mostrada em um gráfico sem perda de resolução nos valores menores.

Gráfico do Ganho de Tensão em Decibel

A Figura 16-11*a* mostra a resposta em freqüência de um amplificador ca típico. O gráfico é similar ao da Figura 16-9, porém desta vez estamos representando o ganho de tensão em decibel *versus* a freqüência, conforme ela aparece em um papel semilogarítmico. Um gráfico como este é chamado de *gráfico de Bode*. O eixo vertical usa uma escala linear e o eixo horizontal usa uma escala logarítmica.

Conforme está mostrado, o ganho de tensão em decibel é máximo na banda média. Em cada freqüência de corte, o ganho de tensão em decibel está um pouco abaixo do valor máximo. Abaixo de f_1, o ganho de tensão em decibel diminui 20 dB por década. Acima de f_2, o ganho de tensão em decibel diminui 20 dB por década. As diminuições de 20 dB por década ocorre em amplificadores onde existe um capacitor dominante produzindo a freqüência de corte inferior e um capacitor de desvio dominante produzindo a freqüência de corte superior, conforme foi discutido na Seção 16-1.

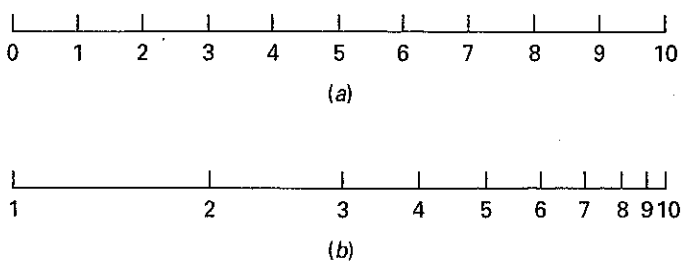
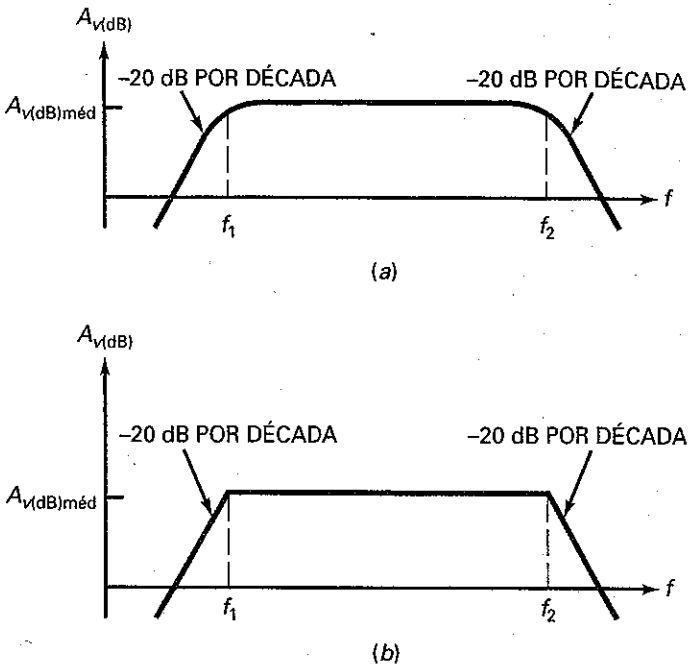


Figura 16–10 Escalas linear e logarítmica.

Figura 16-11 (*a*) Gráfico de Bode; (*b*) Gráfico de Bode ideal.



Nas freqüências de corte, f_1 e f_2, o ganho de tensão é 0,707 do valor na banda média. Em termos de decibéis:

$$A_v(\text{dB}) = 20 \log 0{,}707 = -3 \text{ dB}$$

Podemos descrever a resposta em freqüência da Figura 16-11*a* desta forma: na banda média, o ganho de tensão é máximo. Entre a banda média e cada uma das freqüências de corte, o ganho de tensão diminui gradualmente em 3 dB até a freqüência e corte. Em seguida, o ganho de tensão cai (diminui) a uma taxa de 20 dB por década.

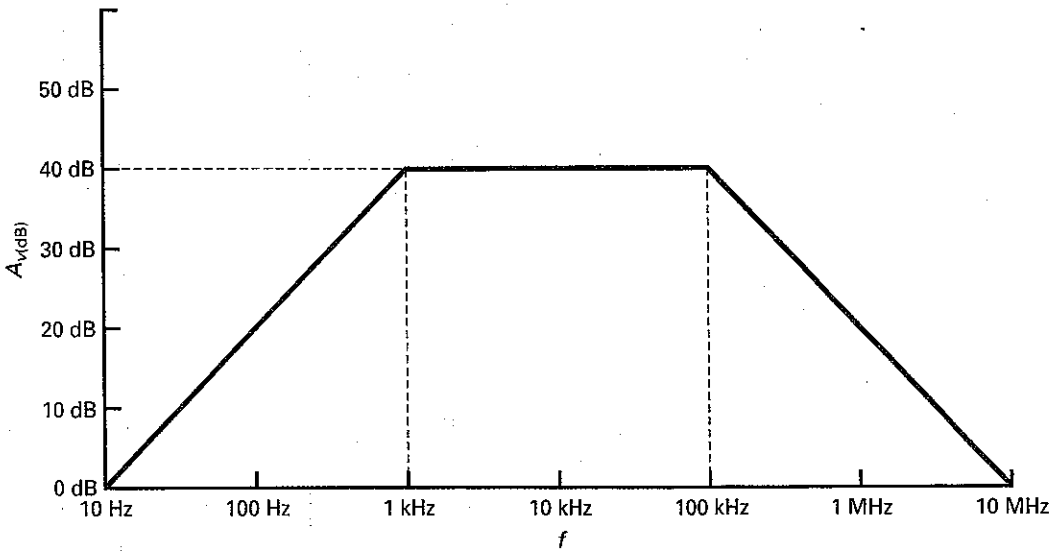
Gráfico de Bode Ideal

A Figura 16-11*b* mostra a resposta em freqüência numa forma *ideal*. Muitas pessoas preferem usar um gráfico de Bode ideal, porque é mais fácil de desenhar e apresenta aproximadamente a mesma informação. Qualquer um observando esse gráfico ideal sabe que o ganho de tensão em decibel está 3 dB abaixo nas freqüências de corte. O gráfico de Bode ideal contém todas as informações originais sendo a correção de 3 dB inserida mentalmente.

Gráficos de Bode ideais são aproximações que nos permitem desenhar a resposta em freqüência de um amplificador de forma rápida e fácil. Eles fazem-nos concentrar nas questões principais em vez de nos atermos aos detalhes dos cálculos exatos. Por exemplo, um gráfico de Bode ideal como o da Figura 16-12 nos fornece uma resumo visual rápido da resposta em freqüência de um amplificador. Podemos ver o ganho de tensão na banda média (40 dB), as freqüências de corte (1 kHz e 100 kHz) e a taxa de decaimento (20 dB por década). Observe também que o ganho de tensão é igual a 0 dB (unitário ou 1) em 10 Hz e 10 MHz. Os gráficos ideais como esse são muito comuns na indústria.

Provavelmente, muitos técnicos e engenheiros usam o termo *freqüência de canto* em vez de *freqüência de corte*. Isso porque o gráfico ideal apresenta um formato de canto em cada freqüência de corte. Um outro termo normalmente usado é freqüência de quina. Isso porque a linha do gráfico muda de direção em cada freqüência de corte passando a diminuir a uma taxa de 20 dB por década.

Figura 16–12 Gráfico de Bode ideal de um amplificador ca.



Exemplo 16–13

A folha de dados para o amp-op 741C nos fornece um ganho de tensão em banda média de 100.000, uma freqüência de corte de 10 Hz e uma taxa de decaimento de 20 dB por década. Desenhe o gráfico de Bode ideal desse CI. Qual o ganho de tensão comum em 1 MHz?

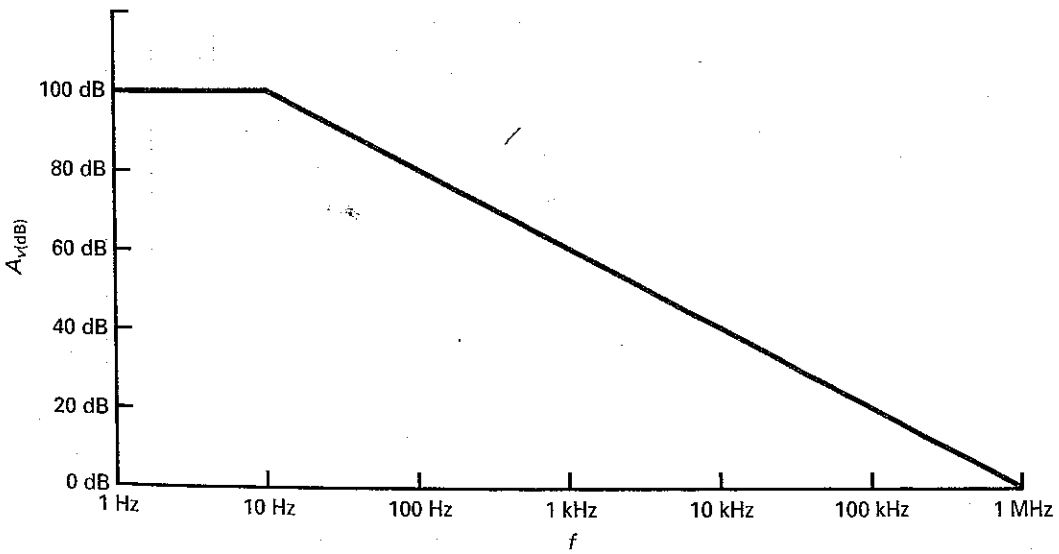
SOLUÇÃO Conforme mencionado na Seção 16-1, os amp-ops são amplificadores cc, de forma que eles têm apenas a freqüência de corte superior. Para um 741C, $f_2 = 10$ Hz. O ganho de tensão na banda média em decibéis é:

$$A_{v(dB)} = 20 \log 100.000 = 100 \text{ dB}$$

O gráfico de Bode ideal tem um ganho de tensão na banda média de 100 dB até 10 Hz. Em seguida, ele diminui 20 dB por década.

A Figura 16-13 mostra o gráfico de Bode ideal. Após a "quebra" em 10 Hz, a resposta decai 20 dB por década até ser igual a 0 dB em 1 MHz. A tensão comum é unitária (1) nessa freqüência. As folhas de dados normalmente contêm a **freqüência de ganho unitário** (simbolizada por $f_{unitário}$) porque ela nos informa imediatamente a limitação de freqüência do amp-op. O dispositivo pode fornecer ganho de tensão até a freqüência de ganho unitário, porém não além dela.

Figura 16–13 Gráfico de Bode ideal de um amplificador cc.



16-7 Mais Gráficos de Bode

Os gráficos de Bode ideais são aproximações úteis para uma análise preliminar. Porém, algumas vezes precisamos de respostas mais exatas. Por exemplo, o ganho de tensão de um amp-op diminui gradualmente entre a banda média e a freqüência de corte. Vamos ater-nos mais a essa região de transição.

Entre a Banda Média e a Freqüência de Corte

Na Seção 16-1, introduzimos a seguinte equação para o ganho de tensão de um amplificador acima da banda média:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16-20}$$

Com essa equação, podemos calcular o ganho de tensão na região de transição entre a banda média e o corte. Por exemplo, aqui estão os cálculos para $f/f_2 = 0{,}1$, 0,2 e 0,3:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1 + (0{,}1)^2}} = 0{,}995\,A_{v(\text{méd})}$$

$$A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1 + (0{,}2)^2}} = 0{,}981\,A_{v(\text{méd})}$$

$$A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1 + (0{,}3)^2}} = 0{,}958\,A_{v(\text{méd})}$$

Continuando dessa forma, podemos calcular os valores restantes mostrados na Tabela 16-6.

A Tabela 16-6 inclui os valores em dB para $A_v/A_{v(\text{méd})}$. As entradas em decibel são calculadas como a seguir:

$$(A_v/A_{v(\text{méd})\text{dB}} = 20 \log 0{,}995 = -0{,}04 \text{ dB}$$

$$(A_v/A_{v(\text{méd})\text{dB}} = 20 \log 0{,}981 = -0{,}17 \text{ dB}$$

$$(A_v/A_{v(\text{méd})\text{dB}} = 20 \log 0{,}958 = -0{,}37 \text{ dB}$$

Tabela 16-6 Entre a Banda Média e o Corte

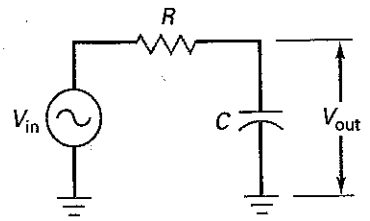
f/f_2	$A_v/A_{v(\text{méd})}$	$A_v/A_{v(\text{méd})\text{dB}}$, dB
0,1	0,995	-0,04
0,2	0,981	-0,17
0,3	0,958	-0,37
0,4	0,928	-0,65
0,5	0,894	-0,97
0,6	0,857	-1,3
0,7	0,819	-1,7
0,8	0,781	-2,2
0,9	0,743	-2,6
1	0,707	-3

e assim por diante. Raramente precisamos dos valores dados na Tabela 16-6. Mas, ocasionalmente, podemos querer consultar essa tabela para obter um valor preciso do ganho de tensão na região entre a banda média e o corte.

Circuito de Atraso

A maioria dos amp-ops incluem um circuito de atraso *RC* que provoca o decaimento do ganho de tensão a uma taxa de 20 dB por década. Isso evita *oscilações*, sinais indesejados que podem aparecer sob certas condições. Em capítulos posteriores explicaremos as oscilações e como o circuito de atraso interno de um amp-op evita esses sinais indesejados.

Figura 16-14 Um circuito de desvio *RC*.



A Figura 16-14 mostra um circuito com capacitor de desvio. Conforme discutido na Seção 9-2, *R* representa a resistência thevenizada "vista" pelo capacitor. Esse circuito é normalmente denominado **circuito de atraso**, porque a tensão de saída é atrasada em relação à tensão de entrada em altas freqüências. Dizendo de uma outra forma: se a tensão de entrada tem um ângulo de fase de 0°, a tensão de saída tem uma ângulo de fase entre 0° e –90°.

Em baixas freqüências, a reatância capacitiva se aproxima do infinito e a tensão de saída é igual à tensão de entrada. À medida que a freqüência aumenta, a reatância capacitiva diminui, o que faz que a tensão de saída diminua. Lembrando do curso de eletricidade básica, a tensão de saída para o circuito é:

$$V_{out} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} V_{in}$$

Se rearranjarmos a equação anterior, o ganho de tensão do circuito visto na Figura 16-14 é:

$$A_v = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \qquad \textbf{(16-21)}$$

Como o circuito tem apenas dispositivos passivos, o ganho de tensão é sempre menor ou igual a 1.

A freqüência de corte de um circuito de atraso ocorre quando o ganho de tensão é 0,707. A equação para o cálculo da freqüência de corte é:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad \textbf{(16-22)}$$

Nessa freqüência, $X_C = R$ e o ganho de tensão é 0,707.

Gráfico de Bode do Ganho de Tensão

Substituindo $X_C = 1/2\pi fC$ na Equação (16-21) e rearranjando, podemos deduzir essa equação:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \qquad \textbf{(16-23)}$$

Esta equação é similar à Equação (16-20), onde $A_{v(méd)}$ é igual a 1. Por exemplo, quando $f/f_2 = 0{,}1$, 0,2 e 0,3, obtemos:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (0{,}1)^2}} = 0{,}995$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (0{,}2)^2}} = 0{,}981$$

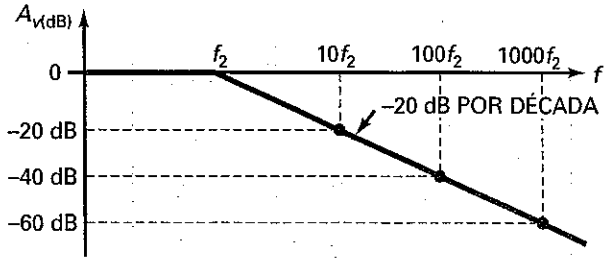
$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (0{,}3)^2}} = 0{,}958$$

Continuando dessa maneira e convertendo em decibéis, obtemos os valores mostrados na Tabela 16-7.

Tabela 16-7 Resposta do Circuito de Atraso

f/f_2	A_v	$A_{v(dB)}$, dB
0,1	0,995	-0,04
1	0,707	-3
10	0,1	-20
100	0,01	-40
1.000	0,001	-60

Figura 16-15 Gráfico de Bode ideal de um circuito de atraso.



A Figura 16-15 mostra o gráfico de Bode ideal para um circuito de atraso. Na banda média, o ganho de tensão em decibel é 0 dB. A curva de resposta muda de direção em f_2 decaindo a uma taxa de 20 dB por década.

6 dB por Oitava

Acima da freqüência de corte, o ganho de tensão em decibel de um circuito de atraso diminui 20 dB por década. Isso equivale a 6 dB por oitava, que é facilmente provado como mostramos a seguir: quando $f/f_2 \cong 10$, 20 e 40, o ganho de tensão é:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(10)^2}} = 0{,}1$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(20)^2}} = 0{,}05$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(40)^2}} = 0{,}025$$

Os ganhos de tensão em decibel correspondentes são:

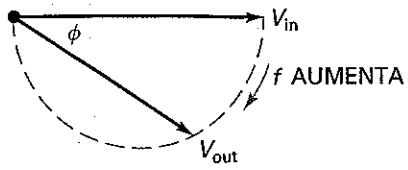
$$A_{v(dB)} = 20 \log 0{,}1 = -20 \text{ dB}$$

$$A_{v(dB)} = 20 \log 0{,}05 = -26 \text{ dB}$$

$$A_{v(dB)} = 20 \log 0{,}025 = -32 \text{ dB}$$

Em outras palavras, podemos descrever a resposta em freqüência de um circuito de atraso acima da freqüência de corte de duas formas: podemos dizer que o ganho de tensão em decibel diminui a uma taxa de 20 dB por década ou que ele diminui a uma taxa de 6 dB por oitava.

Figura 16–16 Diagrama fasorial de um circuito de atraso.



Ângulo de Fase

A carga e descarga de um capacitor produz um atraso na tensão de saída de um circuito de desvio *RC*. Em outras palavras, a tensão de saída é atrasada em relação à tensão de entrada em um ângulo de fase ϕ. A Figura 16-16 mostra como ϕ varia com a freqüência. Em 0 hertz (0 Hz), o ângulo de fase é 0°. À medida que a freqüência aumenta, o ângulo de fase da tensão de saída muda gradualmente de 0 para –90°. Em freqüências muito altas, $\phi = -90°$.

Quando necessário, podemos calcular o ângulo de fase com esta equação aprendida num curso básico:

$$\phi = -\text{arctg}\frac{R}{X_C} \tag{16-24}$$

Substituindo $X_C = 1/2\pi fC$ na Equação (16-24) e rearranjando, podemos deduzir essa equação:

$$\phi = -\text{arctg}\frac{f}{f_2} \tag{16-25}$$

Com uma calculadora que tenha a função tangente (tecla *tan*) e a função inversa (2nd tan), podemos facilmente calcular o ângulo de fase para qualquer valor de f/f_2. A Tabela 16-8 mostra alguns valores para ϕ. Por exemplo, $f/f_2 = 0{,}1$, 1 e 10, os ângulos de fase são:

$$\phi = -\text{arctg } 0{,}1 = -5{,}71°$$

$$\phi = -\text{arctg } 1 = -45°$$

$$\phi = -\text{arctg } 10 = -84{,}3°$$

Gráfico de Bode do Ângulo de Fase

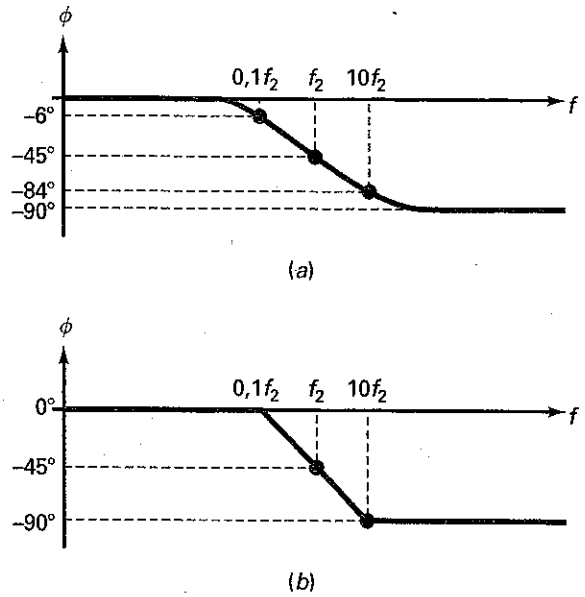
A Figura 16-17 mostra como o ângulo de fase de um circuito de atraso varia com a freqüência. Em freqüências muito baixas, o ângulo de fase é zero. Quando $f = 0{,}1\ f_2$, o ângulo de fase é aproximadamente –6°. Quando $f = f_2$, o ângulo de fase é igual a –45°. Quando $f = 10f_2$, o ângulo de fase é aproximadamente –84°. Aumentos posteriores na freqüência produzem uma pequena mudança devido ao valor-limite ser –90°. Como podemos ver, o ângulo de fase de um circuito de atraso está entre 0 e –90°.

A Figura 16-17*a* ilustra um gráfico de Bode do ângulo de fase. Sabendo que o ângulo de fase é –6° em $0{,}1f_2$ e 84° em $10f_2$, esse gráfico não é tão importante, exceto para indicar quanto o ângulo de fase está próximo do valor-limite. O gráfico

Tabela 16-8 Resposta de um Circuito de Atraso

f/f_2	ϕ
0,1	-5,71°
1	-45°
10	-84,3°
100	-89,4°
1000	-89,9°

Figura 16–17 Gráficos de Bode do ângulo de fase.



de Bode ideal da Figura 16-17*b* é mais usado para análises preliminares. Esse é um gráfico para ser lembrado porque realça as seguintes idéias:

1. Quando $f = 0{,}1f_2$, o ângulo de fase é aproximadamente zero.
2. Quando $f = f_2$, o ângulo de fase é –45°.
3. Quando $f = 10f_2$, o ângulo de fase é aproximadamente –90°.

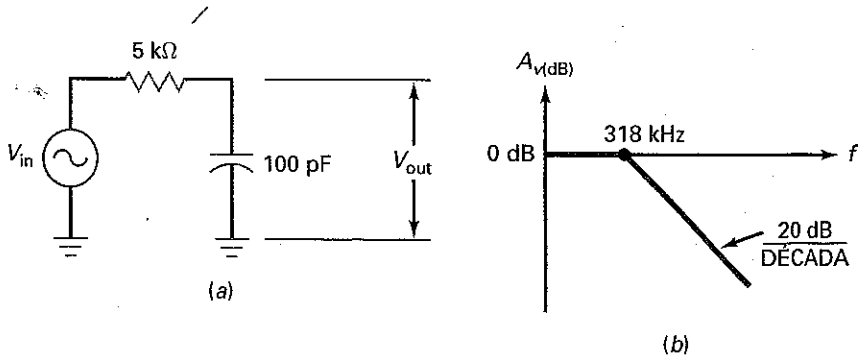
Uma outra forma de resumir o gráfico de Bode do ângulo de fase é essa: na freqüência de corte, o ângulo de fase é igual a –45°. Uma década abaixo da freqüência de corte, o ângulo de fase é aproximadamente 0°. Uma década acima da freqüência de corte, o ângulo de fase é aproximadamente –90°.

Exemplo 16–14

MultiSim

Desenhe o gráfico de Bode ideal para o circuito de atraso da Figura 16-18*a*.

Figura 16–18 Um circuito de atraso e o seu gráfico de Bode.



SOLUÇÃO Usando a Equação (16-22) podemos calcular a freqüência de corte:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(5\ \text{K}\Omega)(100\ \text{pF})} = 318\ \text{KHz}$$

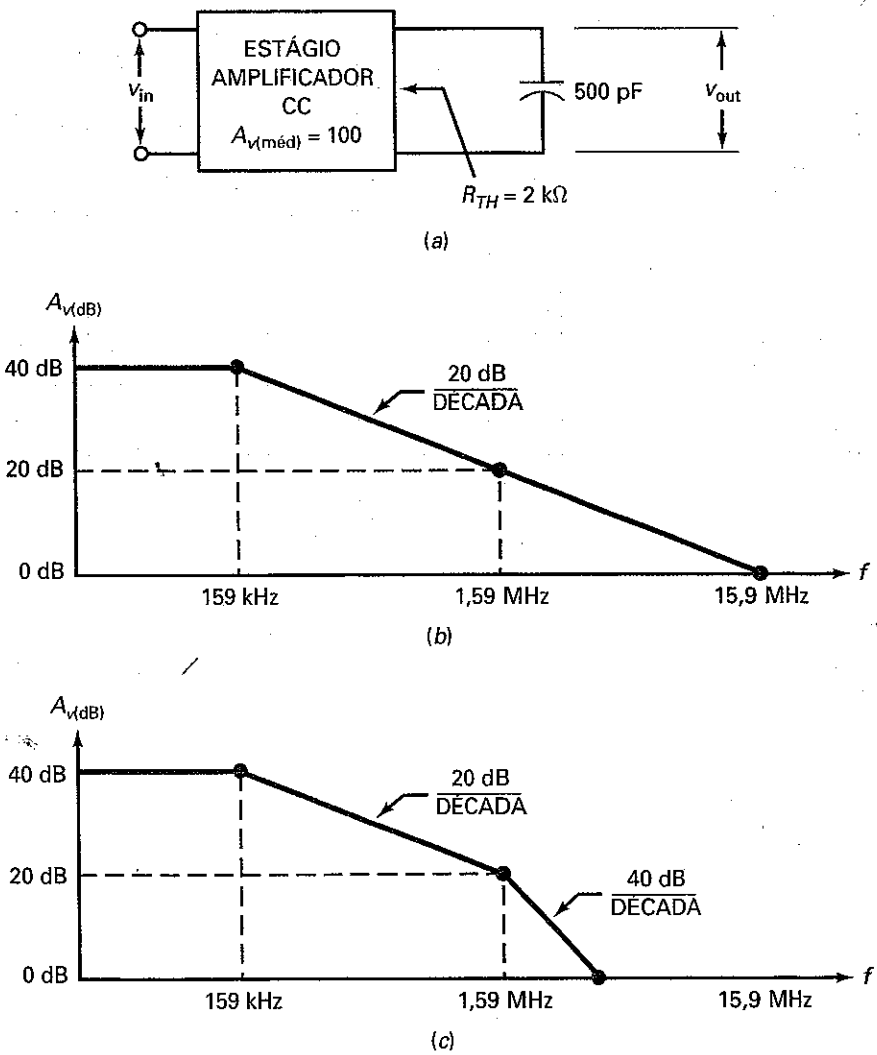
A Figura 16-18*b* mostra o gráfico de Bode ideal. O ganho de tensão é 0 dB em baixas freqüências. A curva de resposta em freqüência muda de direção em 318 kHz decaindo a uma taxa de 20 dB/década.

PROBLEMA PRÁTICO 16–14 Usando a Figura 16-18, altere R para 10 kΩ e calcule a freqüência de corte.

Exemplo 16–15

O estágio do amplificador cc, visto na Figura 16-19, tem um ganho de tensão na banda média de 100. Se a resistência de Thévenin "vista" pelo capacitor de desvio é 2 kΩ, qual é o gráfico de Bode ideal? Ignore todas as capacitâncias internas ao estágio amplificador.

Figura 16–19 (*a*) Amplificador cc e capacitor de desvio; (*b*) gráfico de Bode ideal; (*c*) gráfico de Bode com a segunda freqüência de corte.



SOLUÇÃO A resistência de Thévenin e o capacitor de desvio formam um circuito de atraso com uma freqüência de corte de:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(2\,\text{k}\Omega)(500\,\text{pF})} = 159\,\text{KHz}$$

O amplificador tem um ganho de tensão de banda média de 100, que é equivalente a 40 dB.

A Figura 16-19*b* mostra o gráfico de Bode ideal. O ganho de tensão em decibel é 40 dB de zero até a freqüência de corte de 159 kHz. Em seguida a curva de resposta decai a uma taxa de 20 dB por década até alcançar a $f_{\text{unitário}}$ (freqüência de ganho unitário) de 15,9 MHz.

PROBLEMA PRÁTICO 16–15 Repita o Exemplo 16-15 usando uma resistência Thévenin de 1 kΩ.

Exemplo 16–16

Suponha que o estágio amplificador mostrado na Figura 16-19*a* tenha um circuito de atraso com uma freqüência de corte de 1,59 MHz. Qual o efeito no gráfico de Bode ideal?

SOLUÇÃO A Figura 16-19*c* mostra a resposta em freqüência. A curva de resposta muda de direção em 159 kHz, a freqüência de corte produzida pelo capacitor externo de 500 pF. O ganho de tensão decai 20 dB por década até a freqüência de 1,59 MHz. Neste ponto, a curva de resposta muda de direção novamente por causa da freqüência de corte do circuito de atraso interno. Em seguida, o ganho decai a uma taxa de 40 dB por década.

16-8 Efeito Miller

A Figura 16-20*a* mostra um **amplificador inversor** com um ganho de tensão de A_v. Lembre-se de que um amplificador inversor produz uma tensão de saída que está 180° fora da fase em relação à tensão de entrada.

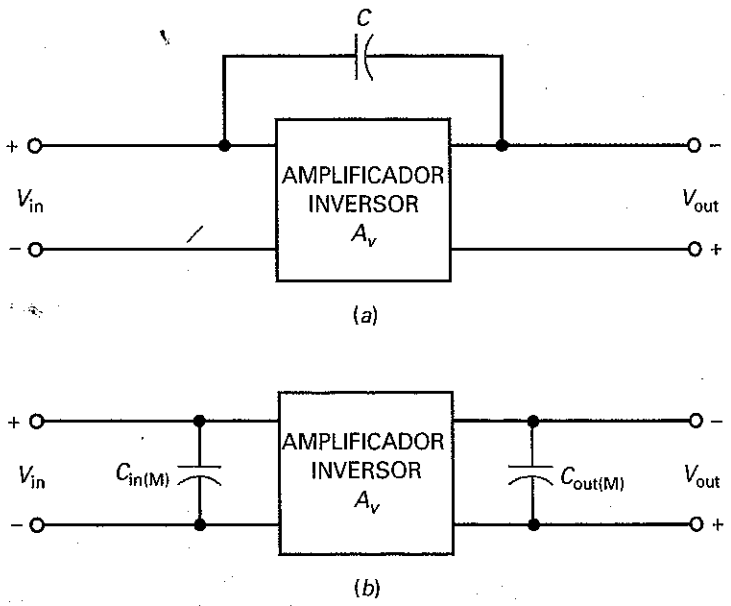


Figura 16–20 (*a*) Amplificador inversor; (*b*) o efeito Miller produz um capacitor de entrada maior.

Capacitor de Realimentação

Na Figura 16-2*a*, o capacitor entre os terminais de entrada e saída é denominado **capacitor de realimentação** (*feedback*) porque o sinal de saída do amplificador é realimentado na entrada. Um circuito como esse é difícil de analisar, pois o capacitor de realimentação afeta os circuitos de entrada e saída simultaneamente.

Conversão do Capacitor de Realimentação

Felizmente, existe um artifício denominado *teorema de Miller* que converte o capacitor em dois capacitores separados, como mostra a Figura 16-20*b*. Esse circuito equivalente é mais fácil porque o capacitor de realimentação se apresenta dividido em duas novas capacitâncias, $C_{in(M)}$ e $C_{out(M)}$. Com o uso de álgebra complexa é possível deduzir as seguintes equações:

$$C_{in(M)} = C(A_v + 1) \tag{16-26}$$

$$C_{out(M)} = C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) \tag{16-27}$$

O teorema de Miller converte o capacitor de realimentação em dois capacitores equivalentes, um na entrada e outro na saída. Isso cria dois problemas simples em vez de um grande problema. As Equações (16-20) e (16-27) são válidas para qualquer amplificador inversor tal como um amplificador emissor comum, um amplificador emissor comum com realimentação parcial ou um amp-op inversor. Nessas equações, A_v é o ganho de tensão em banda média.

Geralmente, A_v é muito maior que 1 e $C_{out(M)}$ é aproximadamente igual à capacitância de realimentação. O que é notável no uso do teorema de Miller é o efeito sobre a capacitância de entrada $C_{in(M)}$. Ela mostra-se como se a capacitância de realimentação fosse amplificada obtendo-se uma nova capacitância que é $A_v + 1$ vezes maior. Esse fenômeno, conhecido como **efeito Miller**, tem aplicações úteis porque cria capacitores artificiais ou virtuais muito maiores que o capacitor de realimentação.

Compensação em um Amp-Op

Conforme discutimos na Seção 16-7, a maioria dos amp-ops são *internamente compensados*, o que significa que incluem um capacitor de desvio dominante que

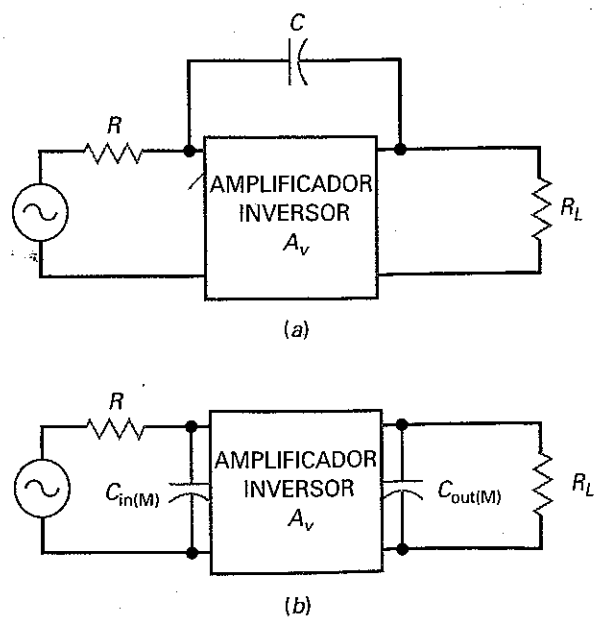


Figura 16–21 O efeito Miller produz um circuito de atraso de entrada.

provoca o decaimento do ganho de tensão a uma taxa de 20 dB por década. O efeito Miller é usado para produzir esse capacitor de desvio dominante.

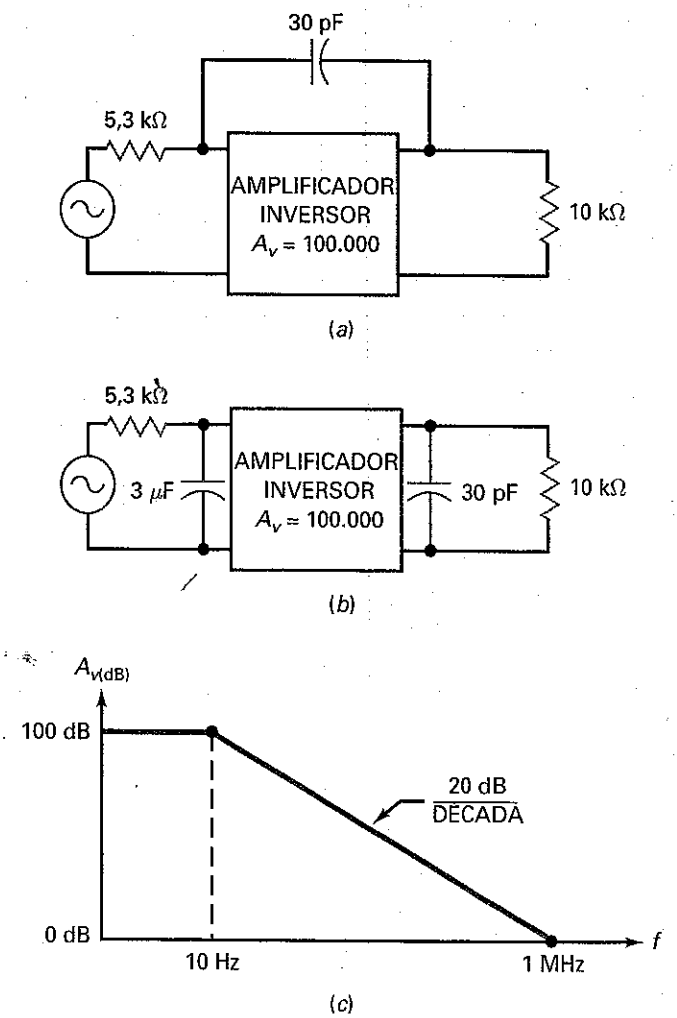
Essa é a idéia básica: um dos estágios amplificadores em um amp-op tem um capacitor de realimentação, como mostra a Figura 16-21*a*. Com o teorema de Miller, podemos converter esse capacitor de realimentação em dois capacitores equivalentes, mostrados na Figura 16-21*b*. Agora, existem dois circuitos de atraso, um na entrada e outro na saída. Devido ao efeito Miller, o capacitor de desvio na entrada é muito maior do que o capacitor de desvio na saída. Como resultado, o circuito de atraso é dominante; ou seja, ele determina a freqüência de corte do estágio. O capacitor de desvio de saída geralmente não tem efeito até que a freqüência de entrada seja várias décadas maior.

Em um amp-op típico, o circuito de atraso de entrada visto na Figura 16-21*b* produz uma freqüência de corte dominante. O ganho de tensão cai na freqüência de corte a uma taxa de 20 dB por década até que a freqüência de entrada alcance a freqüência de ganho unitário.

Exemplo 16–17

O amplificador da Figura 16-22*a* tem um ganho de tensão de 100.000. Desenhe o gráfico de Bode ideal.

Figura 16–22 Amplificador com capacitor de realimentação e o seu gráfico de Bode.



SOLUÇÃO Comece convertendo o capacitor de realimentação nos seus componentes Miller. Visto que o ganho de tensão é muito maior que 1:

$$C_{in(M)} = 100.000(30\text{ pF}) = 3\ \mu\text{F}$$

$$C_{out(M)} = 30\text{ pF}$$

A Figura 16-22*b* mostra as capacitâncias Miller de entrada e saída. O circuito de atraso dominante na entrada tem uma freqüência de corte de:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(5{,}3\text{ K}\Omega)(3\ \mu\text{F})} = 10\text{Hz}$$

Como o ganho de tensão de 100.000 é equivalente a 100 dB, podemos desenhar o gráfico de Bode mostrado na Figura 16-22*c*.

PROBLEMA PRÁTICO 16–17 Usando a Figura 16-22*a*, determine $C_{in(M)}$ e $C_{out(M)}$ se o ganho de tensão for 10.000.

16-9 Relação Tempo de Subida-Largura de Banda

O teste com onda senoidal de um amplificador significa que usamos uma tensão de entrada senoidal e medimos uma tensão de saída senoidal. Para determinarmos a freqüência de corte superior, precisamos variar a freqüência até que o ganho de tensão caia 3 dB em relação ao valor na banda média. O teste com onda senoidal gera resultados aproximados. Porém, existe uma forma mais rápida e mais simples de testar um amplificador usando uma onda quadrada em vez de uma onda senoidal.

Tempo de Subida

No circuito visto na Figura 16-23*a*, o capacitor está inicialmente descarregado. Ao fecharmos a chave, a tensão no capacitor sobe exponencialmente em direção ao valor V da fonte de alimentação. O tempo de subida T_R (*risetime*) é o tempo que a tensão no capacitor leva para ir de $0{,}1V$ (denominado *ponto de 10%*) para $0{,}9V$ (denominado *ponto de 90%*). Se a forma de onda exponencial gastar 10 μs para ir do ponto de 10% ao ponto de 90%, ela tem um tempo de subida de:

$$T_R = 10\ \mu\text{s}$$

Em vez de usarmos uma chave para aplicar um degrau de tensão, podemos usar um gerador de onda quadrada. Por exemplo, a Figura 16-23*b* mostra a borda de subida de uma onda quadrada acionando o mesmo circuito *RC* de antes. O tempo de subida continua sendo o tempo gasto para a tensão ir do ponto de 10% para o ponto de 90%.

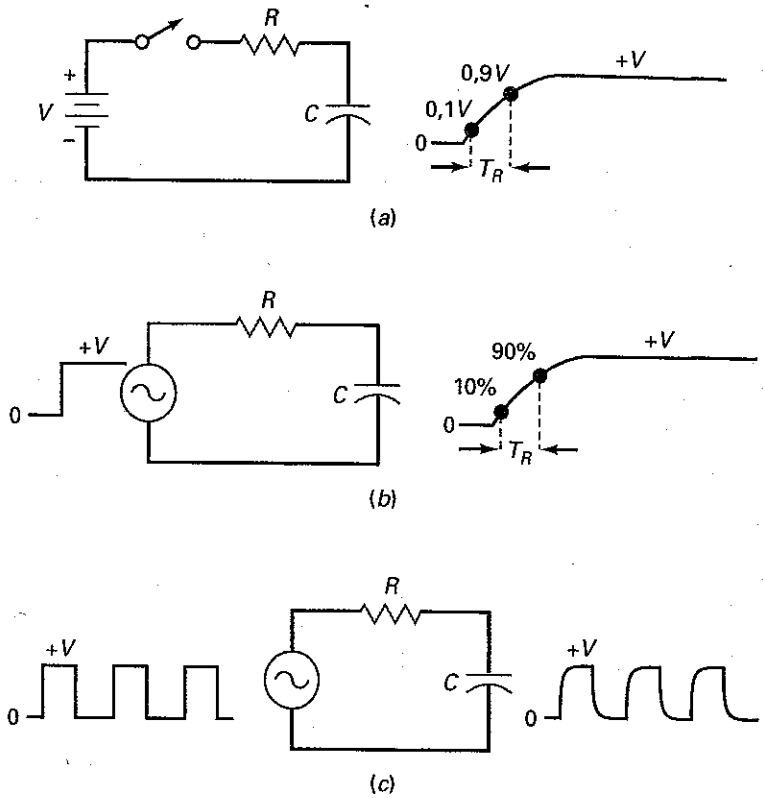
A Figura 16-23*c* mostra a resposta para alguns ciclos. Embora a tensão de entrada varie quase instantaneamente de um nível de tensão para outro, a tensão de saída gasta um tempo muito maior para realizar as transições por causa do capacitor de desvio. A tensão de saída não pode variar em degraus, porque o capacitor tem que carregar e descarregar através da resistência.

Relação entre T_R e RC

Analisando a carga exponencial de um capacitor, é possível deduzir a equação a seguir para o tempo de subida:

$$Tr = 2{,}2RC \qquad \textbf{(16-28)}$$

Figura 16-23 (*a*) Tempo de subida; (*b*) um degrau de tensão produz uma saída exponencial; (*c*) teste com onda quadrada.



A equação mostra que o tempo de subida é um pouco maior do que duas constantes de tempo *RC*. Por exemplo, se *R* for igual a 10 kΩ e *C* for 50 pF, então:

$$RC = (10\ \text{k}\Omega)(50\ \text{pF}) = 0{,}5\ \mu\text{s}$$

O tempo de subida da forma de onda de saída é igual a:

$$T_R = 2{,}2RC = 2{,}2(0{,}5\ \mu\text{s}) = 1{,}1\ \mu\text{s}$$

As folhas de dados normalmente especificam o tempo de subida, porque ele é útil para sabermos a resposta a um degrau de tensão quando analisamos circuitos de comutação.

Uma Relação Importante

Conforme mencionamos, um amplificador cc tem tipicamente um circuito de atraso dominante que provoca o decaimento do ganho de tensão a uma taxa de 20 dB por década, até que a $f_{\text{unitário}}$ (freqüência de ganho unitário) seja alcançada. A freqüência de corte desse circuito de atraso é dada por:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

que pode ser resolvida para *RC* obtendo:

$$RC = \frac{1}{2\pi f_2}$$

Quando substituímos essa equação na Equação (16-28) e simplificamos, obtemos a seguinte equação bastante usada:

$$f_2 = \frac{\mathbf{0{,}35}}{\boldsymbol{T_R}} \qquad \textbf{(16-29)}$$

Esse resultado é importante porque ele converte o tempo de subida para a freqüência de corte. Isso significa que podemos testar um amplificador com uma onda quadrada para determinar a freqüência de corte. Como o teste de onda quadrada é muito mais rápido que o teste de onda senoidal, muitos engenheiros e técnicos usam a Equação (16-29) para determinar a freqüência de corte superior de um amplificador.

A Equação (16-29) é denominada *relação tempo de subida-largura de banda.* Em um amplificador cc, o termo largura de banda se refere a todas as freqüências de zero até a freqüência de corte. Geralmente o termo é usado como sinônimo para freqüência de corte. Se a folha de dados registra uma largura de banda de 100 kHz, significa que a freqüência de corte superior é igual a 100 kHz.

Exemplo 16–18

Qual a freqüência de corte superior para o circuito mostrado na Figura 16-24*a*?

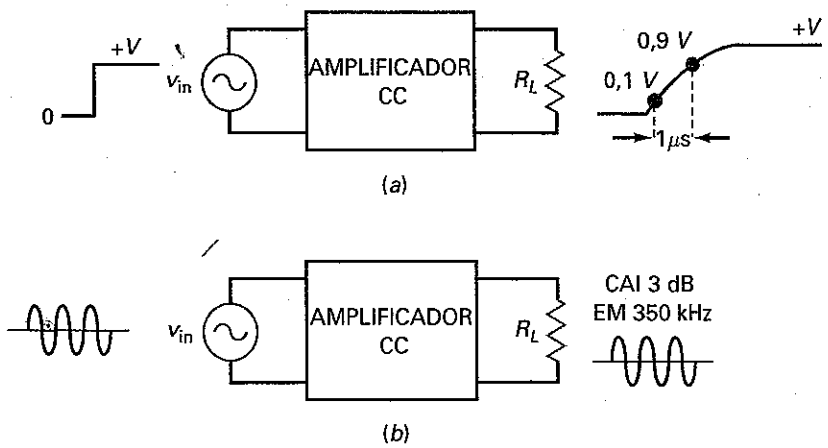
SOLUÇÃO Na Figura 16-24*a*, o tempo de subida é 1 μs. Usando a Equação (16-29) temos:

$$f_2 = \frac{0{,}35}{1\,\mu s} = 350\text{ KHz}$$

Portanto, o circuito da Figura 16-24*a* tem uma freqüência de corte superior de 350 kHz. Uma declaração equivalente é que o circuito tem uma largura de banda de 350 kHz.

A Figura 16-24*b* ilustra o significado do teste de onda senoidal. Se trocarmos a tensão de entrada de uma onda quadrada para uma onda senoidal, obteremos uma saída senoidal. Aumentando a freqüência de entrada, podemos eventualmente determinar a freqüência de corte de 350 kHz. Em outras palavras, obteremos o mesmo resultado com o teste de onda senoidal, exceto que ele é mais demorado que o teste de onda quadrada.

Figura 16–24 O tempo de subida e a freqüência de corte são relacionados.



PROBLEMA PRÁTICO 16–24 Um circuito *RC* tem $R = 2\text{ k}\Omega$ e $C = 100$ pF. Determine o tempo de subida da forma de onda de saída e a sua freqüência de corte superior.

16-10 Análise de Freqüência de Estágios TJB

Uma ampla variedade de amp-ops são comercializadas hoje em dia com freqüências de ganho unitário de 1 até mais de 200 MHz. Por causa disso, a maioria dos amplificadores é construída usando-se amp-ops. Como os amp-ops são o coração dos sistemas analógicos, a análise de estágios de um amplificador discreto tem menos importância do que já teve. A próxima seção discute brevemente as freqüências de corte inferior e superior de um estágio EC com polarização por divisor de tensão. Vamos nos ater aos efeitos de componentes individuais na resposta em freqüência do circuito, começando no ponto da freqüência de corte inferior.

Capacitor de Acoplamento de Entrada

Quando um sinal ca é acoplado num estágio de um amplificador, o circuito equivalente se assemelha ao da Figura 16-25*a*. A resistência do gerador e a resistência de entrada do estágio são "vistas" pelo capacitor. Esse circuito de acoplamento tem uma freqüência de corte de:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16-30}$$

onde R é a soma de R_G e R_{in}. A Figura 16-25*b* mostra a resposta em freqüência.

Capacitor de Acoplamento de Saída

A Figura 16-26*a* mostra a saída de um estágio TJB. Após a aplicação do teorema de Thévenin, obtemos o circuito equivalente da Figura 16-26*b*. A Equação (16-30) pode ser usada para calcular a freqüência de corte, onde R é a soma de R_C e R_L.

Capacitor de Desvio do Emissor

A Figura 16-27*a* mostra um amplificador EC. A Figura 16-27*b* mostra o efeito que o capacitor de desvio do emissor tem na tensão de saída. O circuito de Thévenin

Figura 16-25 Circuito de acoplamento e sua resposta em freqüência.

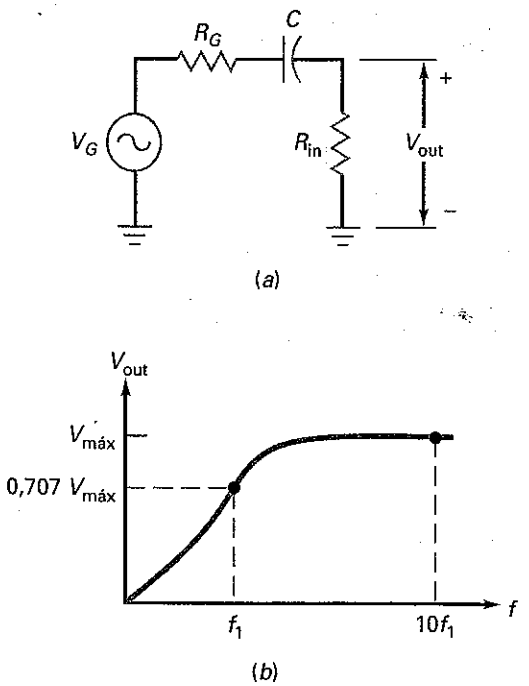


Figura 16-26 Capacitor de acoplamento de saída.

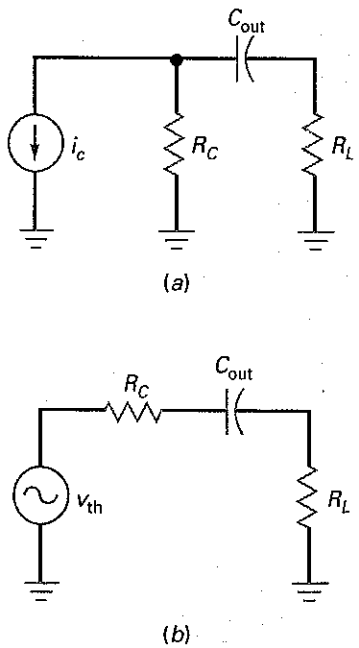
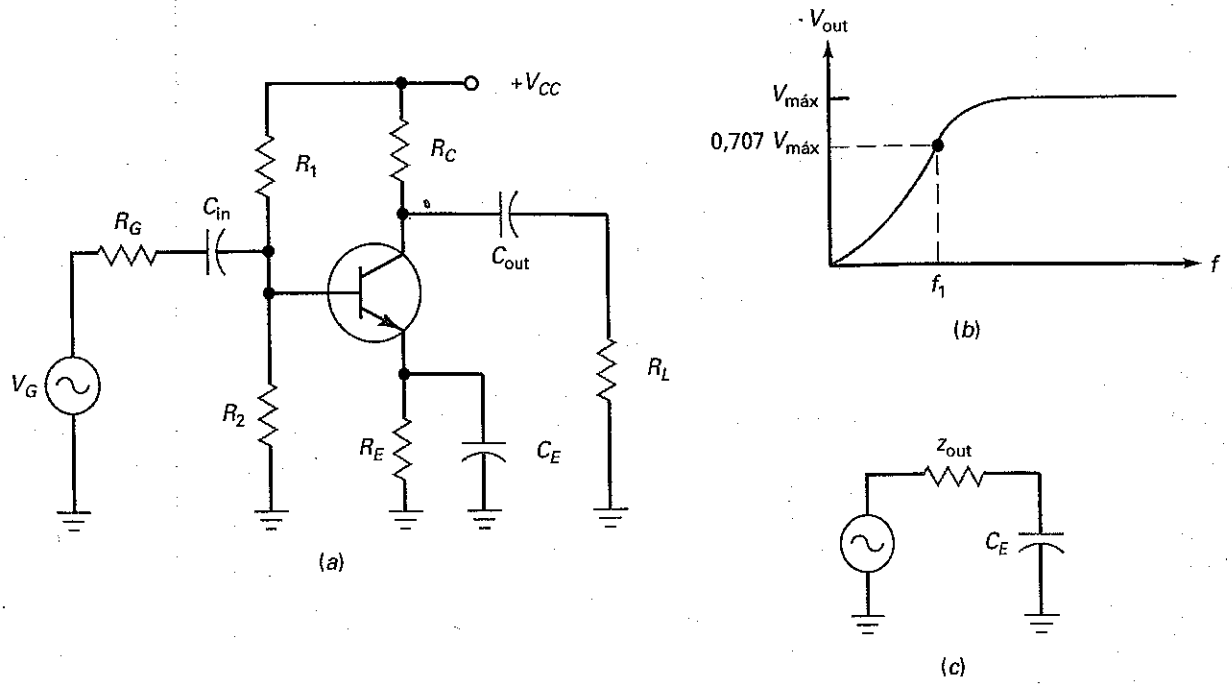


Figura 16–27 Efeito do capacitor de desvio do emissor.



"visto" pelo capacitor de desvio do emissor é mostrado na Figura 16-27*c*. A freqüência de corte é dada por:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi z C_E} \tag{16-31}$$

A impedância de saída (z_{out}) foi discutida no Capítulo 11, dada pelas Equações (11-5) e (11-6).

Cada um dos capacitores de acoplamento de entrada, de acoplamento de saída e de desvio do emissor produz uma freqüência de corte. Geralmente uma dessas é dominante. Quando a freqüência diminui, o ganho cai a partir dessa freqüência de corte dominante, a uma taxa de 20 dB por década até a próxima freqüência de corte, quando passa a decair a uma taxa de 40 dB por década até atingir a terceira freqüência de corte, passando a decair a uma taxa de 60 dB por década.

Exemplo 16–19

Usando os valores do circuito mostrado na Figura 16-28*a*, calcule a freqüência de corte inferior para cada capacitor de acoplamento e desvio. Compare os resultados com as medidas usando um gráfico de Bode. (Use o valor de 150 para os betas ca e cc.)

SOLUÇÃO Na Figura 16-28*a*, analisamos cada capacitor de acoplamento e cada capacitor de desvio separadamente. Quando analisamos cada capacitor, tratamos os outros dois com curtos-circuitos ca.

Dos cálculos cc anteriores desse circuito, $r'_e = 22{,}7\ \Omega$. A resistência de Thévenin vista pelo capacitor de entrada é:

$$R = R_G + R_1 || R_2 || R_{in(base)}$$

onde

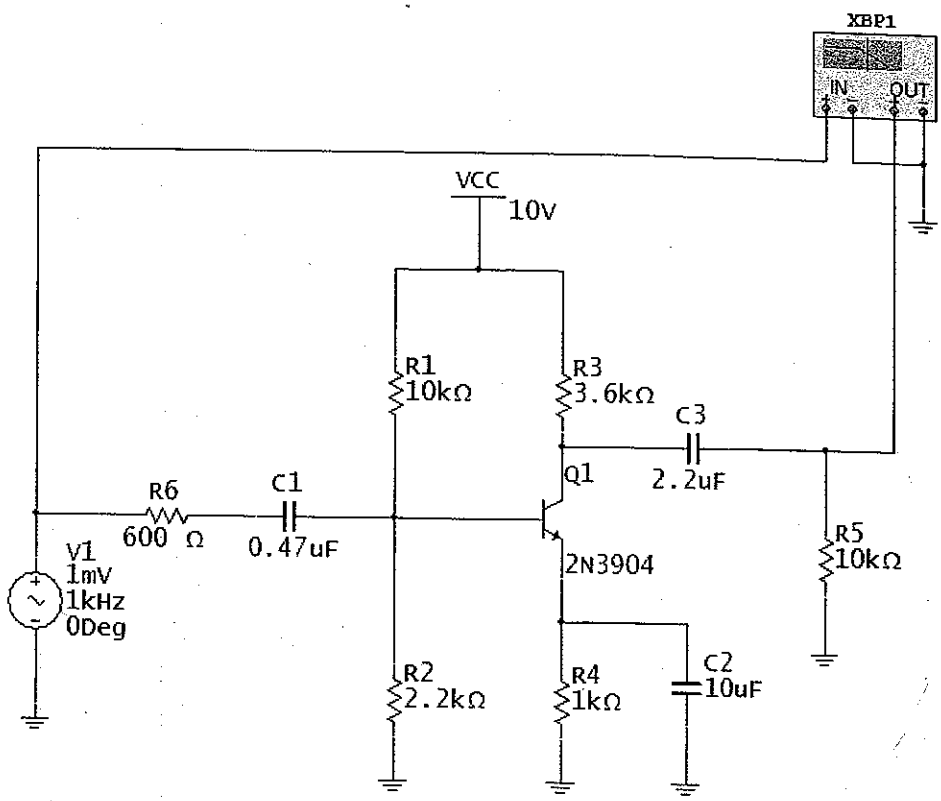
$$R_{in(base)} = (\beta)(r'_e) = (150)(22{,}7\ \Omega) = 3{,}41\ k\Omega$$

Portanto,

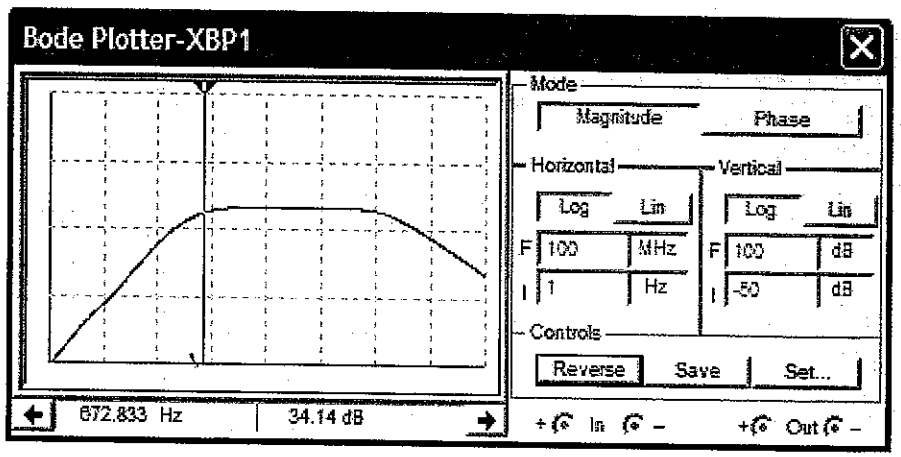
$$R = 600\ \Omega + (10\ k\Omega)||2{,}2\ k\Omega\ ||\ 3{,}41\ k\Omega)$$

$$R = 600\ \Omega + 1{,}18\ k\Omega = 1{,}78\ k\Omega$$

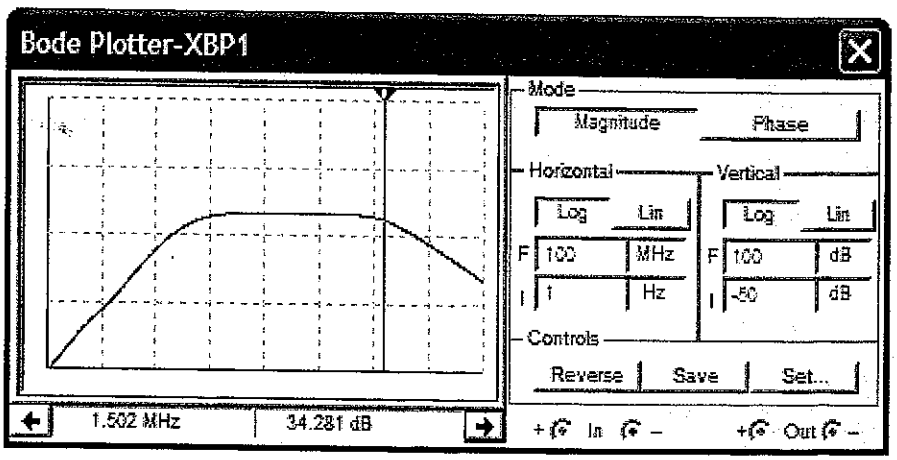
Figura 16–28 (*a*) Amplificador EC usando o MultiSim; (*b*) resposta em freqüência (freqüências baixas); (*c*) resposta em freqüência (freqüências altas).



(*a*)



(*b*)



(*c*)

Usando a Equação (16-30), o circuito de acoplamento de entrada tem uma freqüência de corte de:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{(2\pi)(1,78\,\text{k}\Omega)(0,47\,\mu\text{F})} = 190\,\text{Hz}$$

Em seguida, a resistência de Thévenin vista pelo capacitor de acoplamento de saída é:

$$R = R_C + R_L = 3,6\,\text{k}\Omega + 10\,\text{k}\Omega = 13,6\,\text{k}\Omega$$

O circuito de acoplamento de saída tem uma freqüência de corte de:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{(2\pi)(13,6\,\text{k}\Omega)(2,2\,\mu\text{F})} = 5,32\,\text{Hz}$$

Agora, a resistência de Thévenin vista pelo capacitor de desvio do emissor é determinada por:

$$Z_{out} = 1\,\text{k}\Omega \parallel 22,7\,\Omega + \frac{10\,\text{k}\Omega \parallel 2,2\,\text{k}\Omega \parallel 600\,\Omega}{150}$$

$$Z_{out} = 1\,\text{k}\Omega \parallel (22,7\,\Omega + 3,0\,\Omega)$$

$$Z_{out} = 1\,\text{k}\Omega \parallel 25,7\,\Omega = 25,1\,\Omega$$

Portanto, a freqüência de corte para o circuito de desvio é:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi Z_{out} C_E} = \frac{1}{(2\pi)(25,1\,\Omega)(10\,\mu\text{F})} = 635\,\text{Hz}$$

Os resultados mostram que:

$f_1 = 190$ Hz capacitor de acoplamento de entrada

$f_1 = 5,32$ Hz capacitor de acoplamento de saída

$f_1 = 635$ Hz capacitor de desvio do emissor

Como podemos ver pelos resultados, o circuito de desvio do emissor proporciona o valor de freqüência de corte inferior dominante.

O ganho de tensão medido no ponto médio, $A_{v(\text{méd})}$, no gráfico de Bode da Figura 16-28*b*, é 37,1 dB. O gráfico de Bode mostra uma queda aproximada de 3 dB na freqüência de 673 Hz. Esse valor está próximo do nosso cálculo.

PROBLEMA PRÁTICO 16-19 Usando a Figura 16-28*a*, troque o capacitor de acoplamento de entrada por um de 10 μF e o capacitor de desvio do emissor por um de 100 μF. Determine a nova freqüência de corte dominante.

Circuito de Desvio do Coletor

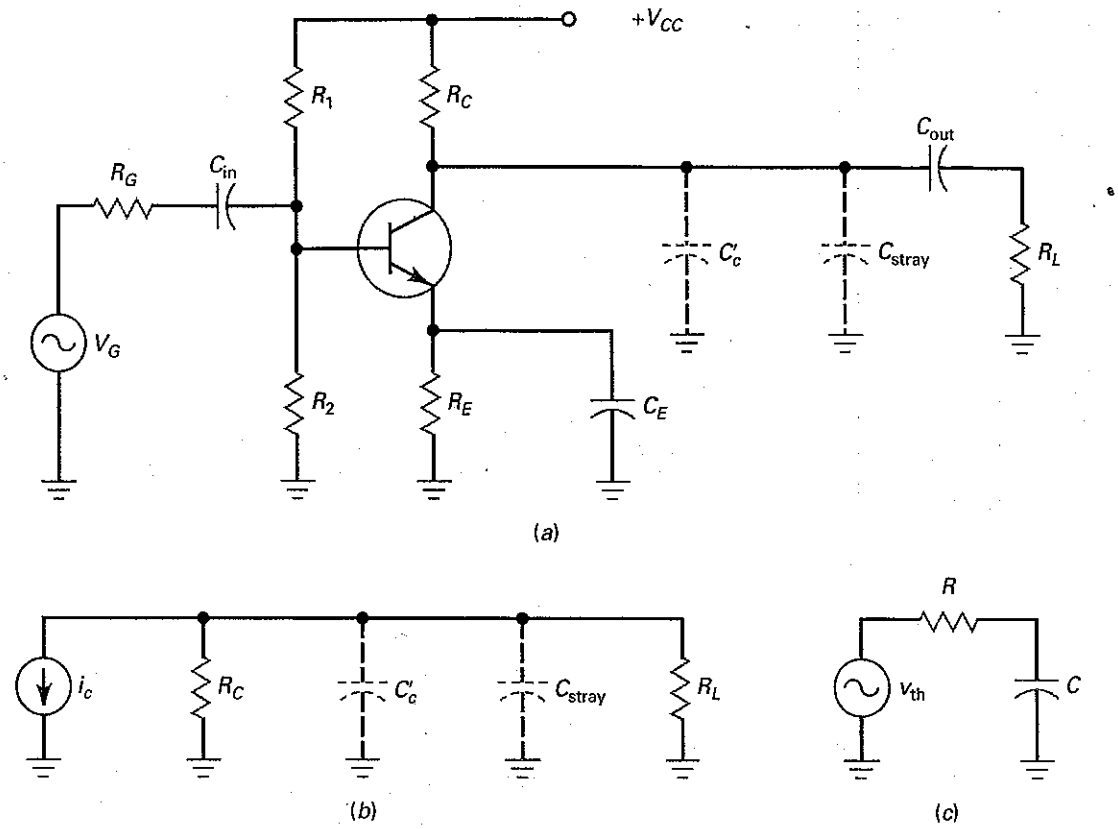
A resposta em freqüência (freqüências altas) de um amplificador envolve uma quantidade significativa de detalhes e requer valores precisos para se obter bons resultados. Usaremos alguns detalhes em nossas discussões, porém resultados mais precisos podem ser obtidos com software de simulação de circuito.

A Figura 16-29*a* mostra um estágio EC com a capacitância parasita (*stray*) da fiação (C_{stray}). Mais à esquerda está C_c', que é uma quantidade geralmente especificada na folha de dados do transistor. Essa é uma capacitância interna entre o coletor e a base. Embora C_c' e C_{stray} sejam muito pequenas, elas terão efeito quando a freqüência de entrada for suficientemente alta.

A Figura 16-29*b* mostra o circuito equivalente ca e a Figura 16-29*c* mostra o circuito equivalente de Thévenin. A freqüência de corte do circuito de atraso é:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad \textbf{(16-32)}$$

Figura 16–29 As capacitâncias interna e parasita da fiação produzem a freqüência de corte superior.



onde $R = R_C \| R_L$ e $C = C_c' + C_{stray}$. É importante manter os fios tão curtos quanto possível em freqüências altas, porque a capacitância parasita da fiação degrada a largura de banda com a diminuição da freqüência de corte.

Circuito de Desvio da Base

O transistor tem duas capacitâncias internas, C_c' e C_e', como mostra a Figura 16-30. Como C_c' é um capacitor de realimentação, ele pode ser convertido em dois componentes. O componente Miller de entrada aparece em paralelo com C_e'. A freqüência de corte desse circuito de desvio da base é dado pela Equação (16-32), onde R é a resistência de Thévenin vista pela capacitância. A capacitância é a soma de C_e' com o componente Miller de entrada.

O capacitor de desvio do coletor e a capacitância Miller de entrada produzem duas freqüências de corte. Normalmente uma delas é dominante. Quando a freqüência aumenta, o ganho muda de inclinação nessa freqüência de corte dominante. Então, ele decai a uma taxa de 20 dB por década até mudar de inclinação novamente na segunda freqüência de corte. Diminuindo mais a freqüência, o ganho de tensão decai 40 dB por década.

Figura 16–30 A análise de alta freqüência inclui as capacitâncias internas do transistor.

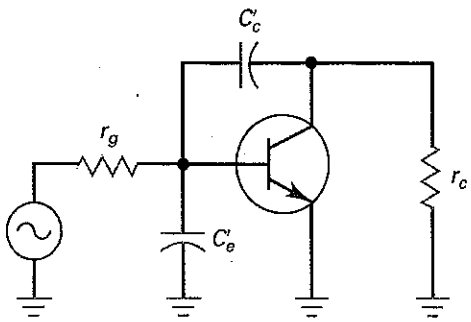
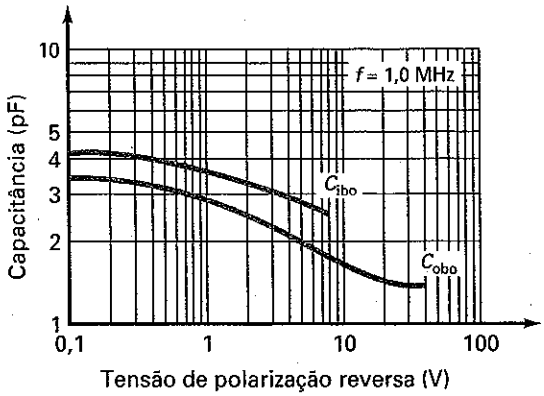


Figura 16–31 Dados do 2N3904; (*a*) capacitância interna; (*b*) mudanças com a tensão reversa.

Características de Pequeno Sinal				
f_T	Produto ganho de corrente-largura de banda	$I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 20$ V, $f = 100$ MHz	300	MHz
C_{obo}	Capacitância de saída	$V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$, $f = 1{,}0$ MHz	4,0	pF
C_{ibo}	Capacitância de entrada	$V_{EB} = 0{,}5$ V, $I_C = 0$, $f = 1{,}0$ MHz	8,0	pF
NF	Figura de ruído	$I_C = 100$ μA, $V_{CE} = 5{,}0$ V, $R_S = 1{,}0$ kΩ, $f = 10$ Hz para 15,7 kHz	5,0	pF

(*a*)

Capacitância *versus* tensão de polarização



(*b*)

Nas folhas de dados, C'_C pode ser indicada como C_{bc}, C_{ob} ou C_{obo}. Esse valor é especificado para uma condição de operação particular do transistor. Por exemplo, o valor de C_{obo} para um 2N3904 especifica um valor de C_{ibo} de 4 pF quando $V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$, sendo a freqüência de 1 MHz. C'_e é normalmente indicada como C_{be}, C_{ib} ou C_{ibo} nas folhas de dados. A folha de dados para um 2N3904 especifica um valor de C_{ibo} de 4 pF quando $V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$, sendo a freqüência de 1 MHz. Esses valores são mostrados na Figura 16-31*a* sob as características de pequeno sinal.

Cada um dos valores de capacitância interna varia dependendo da condição do circuito. A Figura 16-31*b* mostra como C_{obo} varia conforme a intensidade da polarização reversa V_{CB}. Além disso, C_{be} é dependente do ponto de operação do transistor. Quando C_{be} não for fornecido nas folhas de dados, pode ser aproximado por:

$$C_{be} \cong \frac{1}{2\pi f_T r'_e} \tag{16-33}$$

onde f_T é o produto ganho de corrente-largura de banda normalmente indicado na folha de dados. O valor r_g, mostrado na Figura 16-30, é igual a:

$$r_g = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \tag{16-34}$$

e r_c é determinado por:

$$r_c = R_C \parallel R_L \tag{16-35}$$

Exemplo 16–20

MultiSim

Usando os valores do circuito mostrado na Figura 16-28*a*, calcule os valores para as freqüências de corte superiores para o circuito de desvio da base e o circuito de desvio do coletor. Use 150 para o beta e 10 pF para a capacitância parasita de saída. Compare os resultados com o gráfico de Bode usando um software de simulação.

SOLUÇÃO Primeiro determine os valores das capacitâncias de entrada e saída do transistor. Nos nossos cálculos cc anteriores para esse circuito, determinamos que $V_B = 1{,}8$ V e $V_C = 6{,}04$ V. Isso resulta em uma tensão reversa coletor-base de aproximadamente 4,2 V. Usando o gráfico da Figura 16-31*b*, o valor de C_{obo} ou C'_e nesta tensão reversa é 2,1 pF. O valor de C'_e pode ser determinado usando a Equação (16-33) como a seguir:

$$C'_e = \frac{1}{(2\pi)(300\text{ MHz})(22{,}7\ \Omega)} = 23{,}4\text{ pF}$$

Como o ganho de tensão para esse circuito amplificador é:

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{2{,}65\text{ k}\Omega}{22{,}7\ \Omega} = 117$$

A capacitância Miller de entrada é determinada por:

$$C_{\text{in(M)}} = C'_C(A_v + 1) = 2{,}1\text{ pF}\,(117 + 1) = 248\text{ pF}$$

Portanto, a capacitância de desvio da base é igual a:

$$C = C'_e + C_{\text{in(M)}} = 23{,}4\text{ pF} + 248\text{ pF} = 271\text{ pF}$$

O valor da resistência vista pela capacitância é:

$$R = r_g \,||\, R_{\text{in(base)}} = 450\ \Omega \,||\, (150)(22{,}7\ \Omega) = 397\ \Omega$$

Agora, usando a Equação (16-32), a freqüência de corte do circuito de desvio da base é:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(397\ \Omega)\,(271\text{ pF})} = 1{,}48\text{ MHz}$$

A freqüência de corte do circuito de desvio do coletor é calculada determinando-se primeiro a capacitância total de desvio da saída:

$$C = C'_C + C_{\text{stray}}$$

Usando a Equação (16-27), a capacitância Miller de saída é determinada por:

$$C_{\text{out(M)}} = C_C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) = 2{,}1\text{ pF}\left(\frac{117 + 1}{117}\right) \cong 2{,}1\text{ pF}$$

A capacitância de desvio de saída total é:

$$C = 2{,}1\text{ pF} + 10\text{ pF} = 12{,}1\text{ pF}$$

A resistência vista por essa capacitância é:

$$R = R_C \,||\, R_L = 3{,}6\text{ k}\Omega \,||\, 10\text{ k}\Omega = 2{,}65\text{ k}\Omega$$

Portanto, a freqüência de corte do circuito de desvio do coletor é:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(2,65\,\text{k}\Omega)(12,1\,\text{pF})} = 4,96\,\text{MHz}$$

A freqüência de corte dominante é determinada pela mais baixa das duas freqüências de corte. Na Figura 16-28*a*, o gráfico de Bode usando o MultiSim mostra uma freqüência de corte superior de aproximadamente 1,5 MHz.

PROBLEMA PRÁTICO 16–20 Se a capacitância parasita no Exemplo 16-20 for 40 pF, determine a freqüência de corte do desvio do coletor.

16-11 Análise de Freqüência em Estágios FET

A análise da resposta em freqüência de circuitos FET é muito similar à de circuitos TJB. Na maioria dos casos, o FET tem um circuito de acoplamento de entrada e um circuito de acoplamento de saída, e um deles vai determinar o ponto da freqüência de corte inferior. A porta e o dreno têm um circuito de desvio indesejado principalmente como resultado das capacitâncias internas do FET. Juntamente com a capacitância parasita da fiação, eles determinarão o ponto da freqüência de corte superior.

Análise de Freqüência Baixa

A Figura 16-32 mostra um circuito amplificador com E-MOSFET usando polarização por divisor de tensão. Devido à resistência de entrada do MOSFET ser muito alta, a resistência R vista pelo capacitor de acoplamento de entrada é:

$$R = R_G + R_1 \parallel R_2 \tag{16-36}$$

e a freqüência de corte referente ao acoplamento de entrada é determinada por:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

A resistência de saída vista pelo capacitor de acoplamento de saída é:

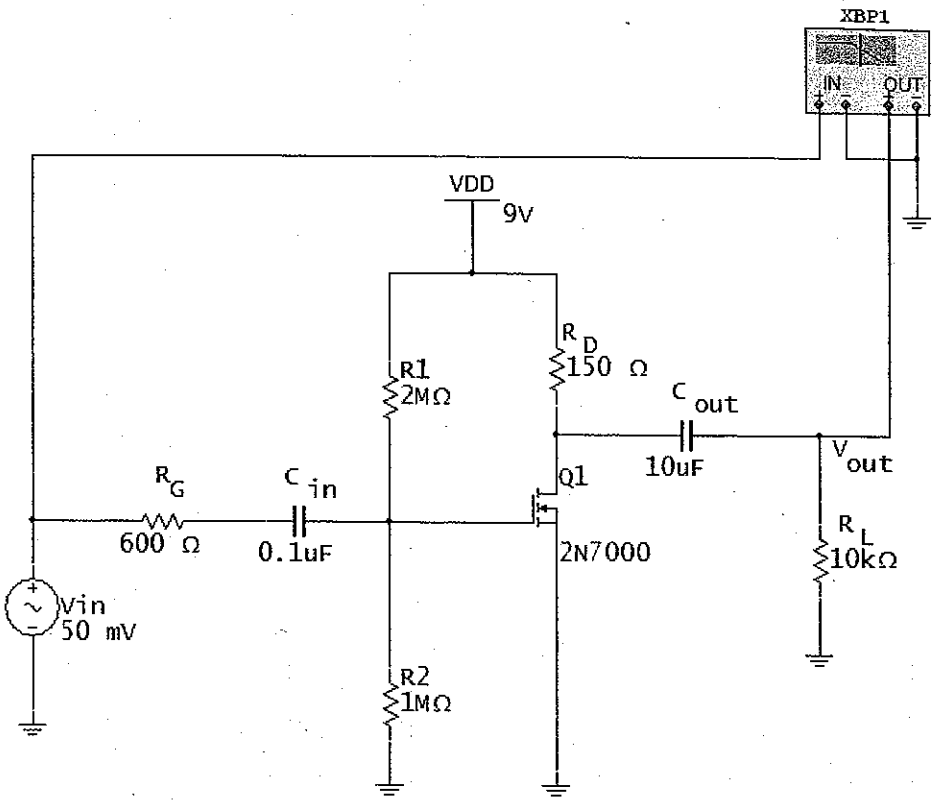
$$R = R_D + R_L$$

e a freqüência de corte referente ao acoplamento de saída é determinada por:

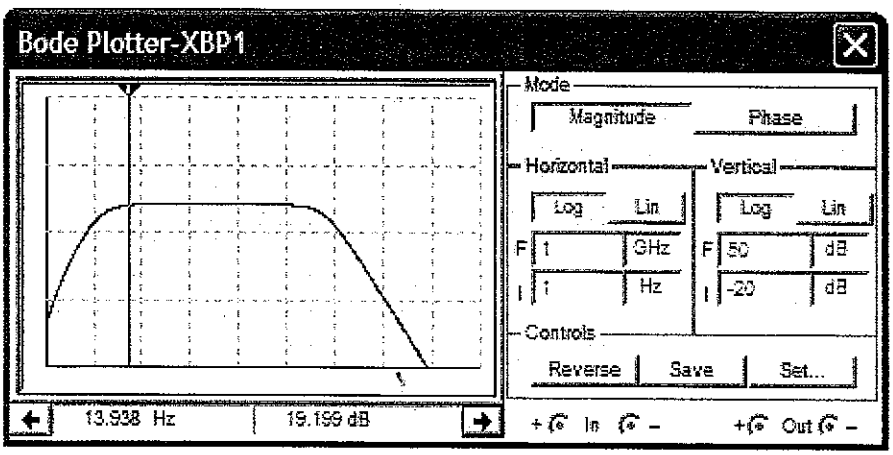
$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Como podemos ver, a análise de baixa freqüência do circuito FET é muito similar ao circuito TJB. Devido à resistência de entrada do FET ser muito alta, podem ser usados valores muito altos de resistência no divisor de tensão. Isso resulta na possibilidade de ser usada capacitâncias de acoplamento de entrada muito menores.

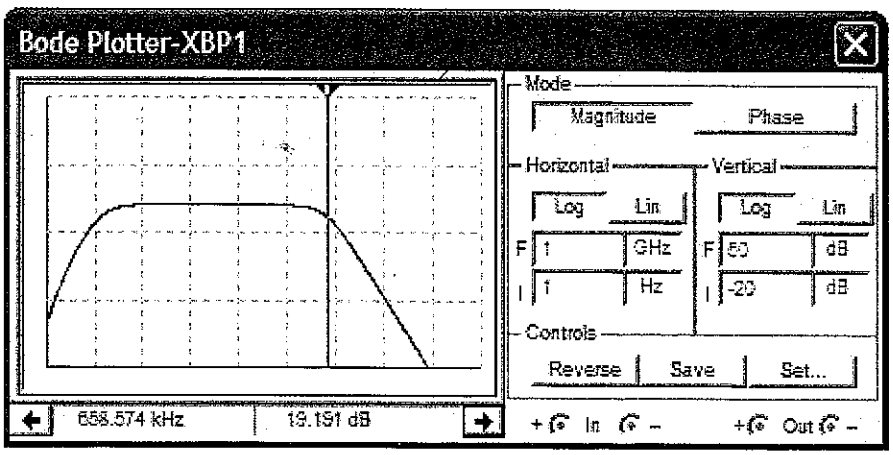
Figura 16–32 Análise de freqüência em circuito FET; (*a*) amplificador E-MOSFET; (*b*) resposta em baixa freqüência; (*c*) resposta em alta freqüência.



(*a*)



(*b*)



(*c*)

Exemplo 16–21

Usando o circuito mostrado na Figura 16-32, determine o circuito de acoplamento de entrada e o circuito de acoplamento de saída nos pontos de corte em baixa freqüência. Compare os valores calculados com o gráfico de Bode usando o MultiSim.

SOLUÇÃO A resistência de Thévenin vista pelo capacitor de acoplamento de entrada é:

$$R = 600\ \Omega + 2\ \text{M}\Omega \parallel 1\ \text{M}\Omega = 667\ \text{k}\Omega$$

e a freqüência de corte referente ao acoplamento de entrada é:

$$f_1 = \frac{1}{(2\pi)(667\ \text{k}\Omega)(0{,}1\ \mu\text{F})} = 2{,}39\ \text{Hz}$$

Em seguida, a resistência de Thévenin vista pelo capacitor de acoplamento de saída é determinada por:

$$R = 150\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega = 1{,}15\ \text{k}\Omega$$

e a freqüência de corte relativa ao acoplamento de saída é:

$$f_1 = \frac{1}{(2\pi)(130\ \Omega)(10\ \mu\text{F})} = 13{,}8\ \text{Hz}$$

Portanto, o valor da freqüência de corte inferior dominante é 13,8 Hz. O ganho de tensão no ponto médio desse circuito é 22,2 dB. O gráfico de Bode na Figura 16-32*b* mostra uma queda de 3 dB em aproximadamente 14 Hz. Esse valor é bem próximo do calculado.

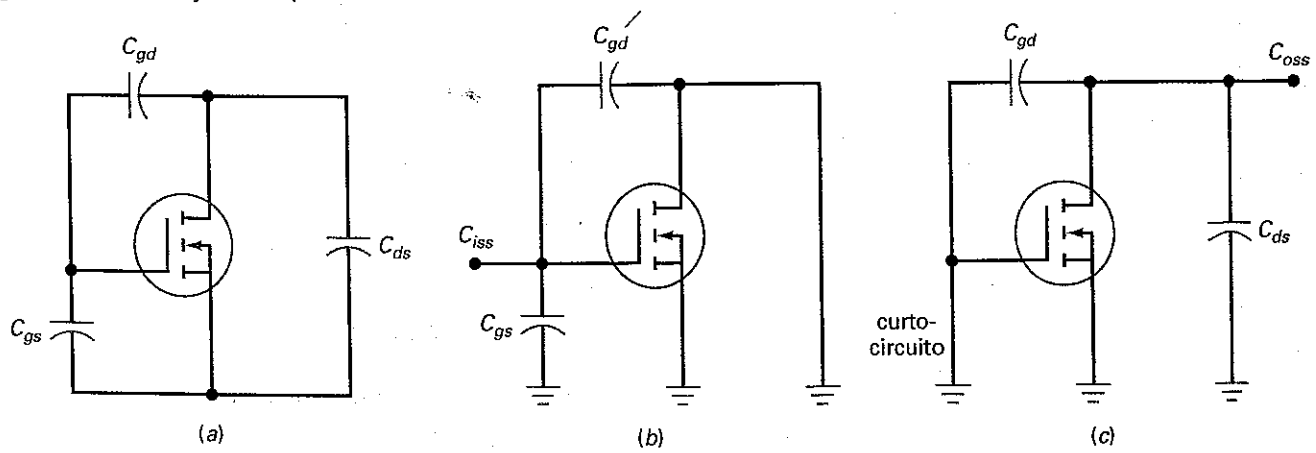
Análise em Alta Freqüência

Assim como na análise em alta freqüência de um circuito TJB, a determinação do ponto de corte em alta freqüência de um circuito FET envolve uma quantidade significativa de detalhes e requer o uso de valores precisos. Da mesma forma que os TJBs, os FETs têm as capacitâncias internas C_{gs}, C_{gd} e C_{ds}, como mostra a Figura 16-33*a*. Esses valores de capacitâncias não são importantes em baixas freqüências, porém se tornam significativos em altas freqüências.

Como as capacitâncias são difíceis de medir, os fabricantes medem e registram os valores das capacitâncias sob condições de curto-circuito. Por exemplo, C_{iss} é a capacitância de entrada com um curto-circuito ca na saída. Quando isso é feito, C_{gd} aparece em paralelo com C_{gs} (Figura 16-33*b*), assim C_{iss} é determinada por:

$$C_{iss} = C_{ds} + C_{gd}$$

Figura 16–33 Medição das capacitâncias FET.



As folhas de dados normalmente apresentam C_{oss}, que é a capacitância do FET com um curto-circuito nos terminais de entrada (Figura 16-33*c*), como:

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

As folhas de dados também apresentam normalmente a capacitância de realimentação C_{rss}. Essa capacitância é igual a:

$$C_{rss} = C_{gd}$$

Usando essas equações podemos determinar que:

$$C_{gd} = C_{rss} \tag{16-37}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \tag{16-38}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \tag{16-39}$$

A capacitância porta-fonte C_{gd} é usada para determinar a capacitância Miller de entrada $C_{in(M)}$ e a capacitância Miller de saída $C_{out(M)}$. Esses valores são determinado por:

$$C_{in(M)} = C_{gd}(A_v + 1) \tag{16-40}$$

e

$$C_{out(M)} = C_{gd}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) \tag{16-41}$$

onde $A_v = g_m r_d$ para o amplificador fonte comum.

Exemplo 16–22

MultiSim

No circuito amplificador MOSFET da Figura 16-32, o 2N7000 tem as seguintes capacitâncias obtidas da folha de dados:

$C_{iss} = 60$ pF

$C_{oss} = 25$ pF

$C_{rss} = 5{,}0$ pF

Se $g_m = 97$ mS, quais são os valores de corte em altas freqüências para os circuitos de porta e dreno? Compare os cálculos com o gráfico de Bode.

SOLUÇÃO Usando os valores de capacitâncias fornecidos pela folha de dados, podemos determinar as capacitâncias internas do FET por:

$C_{gd} = C_{rss} = 5{,}0$ pF

$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 60$ pF $- 5$ pF $= 55$ pF

$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} = 25$ pF $- 5$ pF $= 20$ pF

Para determinarmos a capacitância de entrada Miller, primeiro temos que determinar o ganho de tensão do amplificador. Isso é feito por:

$$A_v = g_m r_d = (93 \text{ mS})(150\ \Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega) = 12{,}1$$

Portanto, $C_{in(M)}$ é:

$$C_{in(M)} = C_{gd}(A_v + 1) = 5{,}0 \text{ pF } (12{,}1 + 1) = 65{,}5 \text{ pF}$$

A capacitância de desvio da porta é determinada por:

$$C = C_{gs} + C_{in(M)} = 55 \text{ pF} + 65{,}5 \text{ pF} = 120{,}5 \text{ pF}$$

A resistência vista por C é:

$$R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 = 600\ \Omega \parallel 2\ \text{M}\Omega \parallel 1\ \text{M}\Omega = 600\ \Omega$$

A freqüência de corte relativa ao desvio da porta é:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(600\ \Omega)(120,5\ \text{pF})} = 2,2\ \text{MHz}$$

Em seguida, a capacitância relativa ao desvio do dreno é determinada por:

$$C = C_{ds} + C_{\text{out(M)}}$$

$$C = 20\ \text{pF} + 5,0\ \text{pF}\left(\frac{12,1+1}{12,1}\right) = 25,4\ \text{pF}$$

A resistência r_d vista por essa capacitância é:

$$r_d = R_D \parallel R_L = 150\ \Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega = 130\ \Omega$$

A freqüência de corte relativa ao desvio do dreno é, portanto:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(130\ \Omega)(25,4\ \text{pF})} = 48\ \text{MHz}$$

Conforme mostra a Figura 16-32*c*, a freqüência de corte superior medida usando o MultiSim é aproximadamente 638 kHz. Como podemos ver, essa medida difere significativamente dos nossos cálculos. Esse resultado com um pouco de imprecisão demonstra a dificuldade da escolha correta dos valores de capacitância interna do dispositivo, os quais são críticos para os cálculos.

PROBLEMA PRÁTICO 16–22 Dado que $C_{iss} = 25$ pF, $C_{oss} = 10$ pF e $C_{rss} = 5$ pF, determine os valores de C_{gd}, C_{gs} e C_{ds}.

A Tabela 16-1 resume algumas das equações usadas para a análise de freqüência de um estágio amplificador TJB emissor comum e de um estágio amplificador FET de fonte comum.

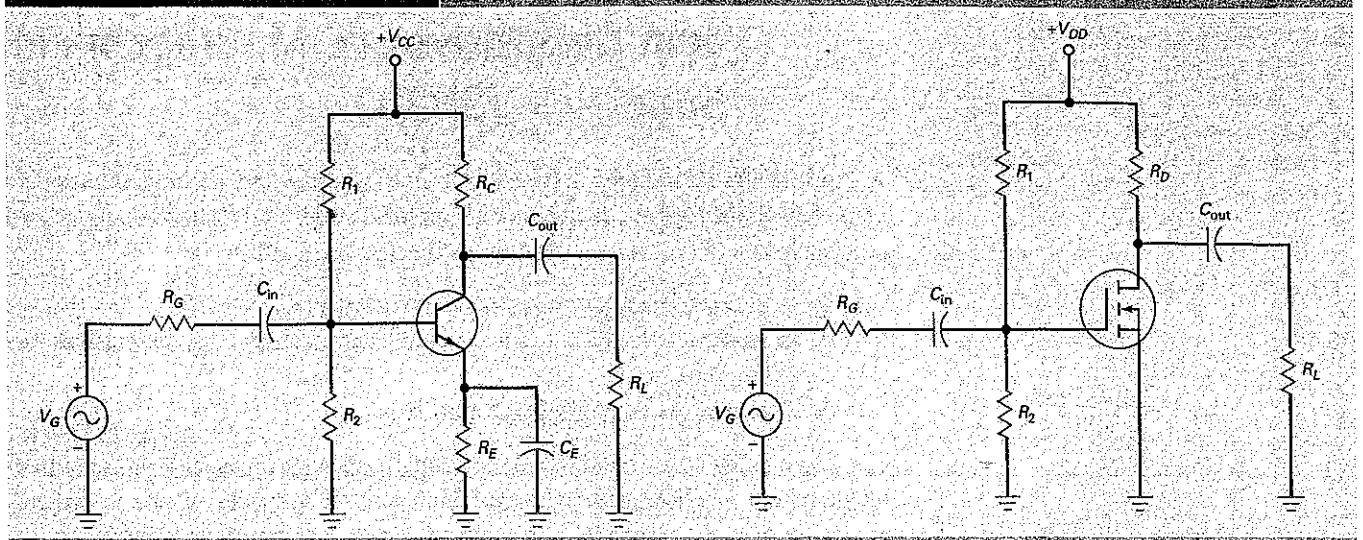
Conclusão

Analisamos algumas questões que envolvem a análise de freqüência de estágios amplificadores TJB e FET. Sendo feita manualmente, a análise pode ser tediosa e consumir tempo. A discussão foi deliberadamente breve, porque a análise de freqüência de amplificadores discretos é feita hoje em dia principalmente com o uso do computador. Esperamos que o leitor possa ver como os componentes individuais determinam a forma da resposta em freqüência.

Se o leitor precisar analisar um estágio amplificador discreto, use o MultiSim ou um simulador de circuito equivalente. O MultiSim carrega todos os parâmetros do TJB ou FET, grandezas como C'_C, C'_e, C_{rss} e C_{oss}, bem como as grandezas de banda média como β, r'_e e g_m. Em outras palavras, o MultiSim contém as folhas de dados dos dispositivos. Por exemplo, quando selecionamos um 2N3904, o MultiSim carrega todos os parâmetros (incluindo os de altas freqüências) para o 2N3904. Isso é uma tremenda economia de tempo.

Além disso, o leitor pode usar o gerador de gráfico de Bode no MultiSim para ver a resposta em freqüência. Com um gerador de gráfico de Bode, podemos medir o ganho de tensão na banda média e as freqüências de corte. Em suma, o uso do MultiSim ou outro software de simulação de circuito torna mais rápida e precisa a análise da resposta em freqüência de um amplificador TJB ou FET discreto.

Tabela Resumo 16-1 Análise de Freqüência de um Amplificador



Análise em baixas freqüências

Entrada da base:

$R = R_G + R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in(base)}$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{in})}$$

Saída do coletor:

$R = R_C + R_L$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{out})}$$

Desvio do emissor:

$$Z_{out} = R_E \parallel r'_e + \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{\beta}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_E)}$$

Entrada da base

Entrada da porta:

$R = R_G + R_1 \parallel R_2$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{out})}$$

Saída do dreno:

$R = R_D + R_L$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{out})}$$

Análise em altas freqüências

Desvio da base:

$R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in(base)}$

$C_{in(M)} = C'_C(A_v + 1)$

$C = C'_e + C_{in(M)}$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R)(C)}$$

Desvio do coletor:

$R = R_C \parallel R_L$

$$C_{out(M)} = C'_C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$$

$C = C_{out(M)} + C_{stray}$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\,(R)(C)}$$

Análise em altas freqüências

Desvio da porta:

$R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel$

$C_{in(M)} = C_{gd}(A_v + 1)$

$C = C_{gs} + C_{in(M)}$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R)(C)}$$

Desvio do dreno:

$R = R_D \parallel R_L$

$$C_{out(M)} = C_{gd}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$$

$C = C_{ds} = C_{out(M)} + C_{stray}$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R)(C)}$$

16-12 Efeitos de Freqüência em Circuitos com Dispositivos de Montagem em Superfície (SMDs)

A capacitância e a indutância parasitas tornam-se considerações importantes para dispositivos discretos e CIs que operam acima de 100 kHz. Com os componentes convencionais (PTH) existem três fontes de efeitos parasitas:

1. A geometria e a estrutura interna do dispositivo.
2. O layout da placa de circuito, incluindo a orientação dos dispositivos e as trilhas condutoras.
3. Os terminais externos dos dispositivos.

Usando SMDs (dispositivos de montagem em superfícies) elimina-se virtualmente o item 3 da lista, aumentando assim o controle que a engenharia de projetos tem sobre os efeitos parasitas nos componentes em uma placa de circuito.

Resumo

SEÇÃO 16-1 RESPOSTA EM FREQÜÊNCIA DE UM AMPLIFICADOR

A resposta em freqüência é o gráfico do ganho de tensão *versus* a freqüência de entrada. Um amplificador ca apresenta uma freqüência de corte inferior e outra superior. Um amplificador cc apresenta apenas uma freqüência de corte superior. Os capacitores de acoplamento e desvio (*bypass*) são responsáveis pela freqüência de corte inferior. As capacitâncias internas do transistor e as capacitâncias parasitas da fiação são responsáveis pela freqüência de corte superior.

SEÇÃO 16-2 GANHO DE POTÊNICA EM DECIBEL

O ganho de potência em decibel é definido como 10 vezes o logaritmo comum do ganho de potência. Quando o ganho de potência aumenta por um fator de 2, o ganho de potência em decibel aumenta de 3 dB. Quando o ganho de potência aumenta por um fator de 10, o ganho de potência aumenta de 10 dB.

SEÇÃO 16-3 GANHO DE TENSÃO EM DECIBEL

O ganho de tensão em decibel é definido como 20 vezes o logaritmo comum do ganho de tensão. Quando o ganho de tensão aumenta por um fator de 2, o ganho de tensão em decibel aumenta de 6 dB. Quando o ganho de tensão aumenta por um fator de 10, o ganho de tensão em decibel aumenta de 20 dB. O ganho de tensão em decibel total de estágios em cascata é igual à soma dos ganhos de tensão individuais.

SEÇÃO 16-4 CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA

Em muitos sistemas, todas as impedâncias são casadas porque dessa forma obtém-se a máxima transferência de potência. Num sistema com impedância casada, os ganhos de potência e tensão em decibéis são iguais.

SEÇÃO 16-5 DECIBÉIS ACIMA DE UMA REFERÊNCIA

Além do uso de decibéis em ganhos de potência e tensão, podemos usar decibéis acima de uma referência. Duas referências populares são o miliwatt e o volt. Decibéis com 1 miliwatt de referência são indicados por dBm e decibéis com 1 volt de referência são indicado por dBV.

SEÇÃO 16-6 GRÁFICOS DE BODE

Uma oitava se refere a uma variação na freqüência por um fator de 2. Uma década se refere a uma variação na freqüência por um fator de 10. Um gráfico do ganho de tensão em decibel *versus* a freqüência é denominado gráfico de Bode. Gráficos de Bode ideais são aproximações que nos permitem desenhar a resposta em freqüência de forma rápida e fácil.

SEÇÃO 16-7 MAIS GRÁFICOS DE BODE

Em um circuito de atraso, o ganho de tensão muda de inclinação na freqüência de corte superior passando a decair a taxa de 20 dB por década, que equivale a 6 dB por oitava. Podemos desenhar também um gráfico de Bode do ângulo de fase *versus* a freqüência. Em um circuito de atraso, o ângulo de fase está entre 0 e -90°.

SEÇÃO 16-8 EFEITO MILLER

Um capacitor de realimentação da saída para a entrada de um amplificador inversor é equivalente a dois capacitores: um capacitor nos terminais de entrada e o outro nos terminais de saída. O efeito Miller se refere à capacitância de entrada ser $A_v + 1$ vezes a capacitância de realimentação.

SEÇÃO 16-9 RELAÇÃO TEMPO DE SUBIDA–LARGURA DE BANDA

Quando um degrau de tensão é usado como o sinal de entrada de um amplificador cc, o tempo de subida é o tempo entre os pontos de 10% e 90%. A freqüência de corte superior é igual a 0,35

dividido pelo tempo de subida. Essa é uma forma rápida e fácil de medir a largura de banda de um amplificador cc.

SEÇÃO 16–10 ANÁLISE DE FREQÜÊNCIA DE ESTÁGIOS TJB

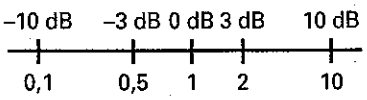
Os capacitores de acoplamento de entrada, de acoplamento de saída e de desvio do emissor são responsáveis pelas freqüências de corte inferiores. O capacitor de desvio do coletor e a capacitância Miller de entrada são responsáveis pelas freqüências de corte superiores. A análise de freqüência de estágios bipolar e FET é feita tipicamente com o MultiSim ou outro simulador de circuito equivalente.

SEÇÃO 16–11 ANÁLISE DE FREQÜÊNCIA DE ESTÁGIOS FET

Os capacitores de acoplamento de entrada e de saída de um estágio FET são responsáveis pelas freqüências de corte inferiores (semelhante a um estágio TJB). As capacitâncias de desvio do dreno, juntamente com a capacitância da porta e a capacitância Miller de entrada são responsáveis pelas freqüências e corte superiores. As análises de freqüência de estágios TJB e FET são feitas tipicamente com o MultiSim ou outro simulador de circuito equivalente.

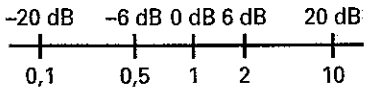
Definições

(16-8) Ganho de potência em decibel:



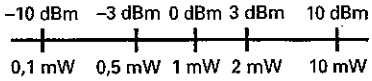
$$A_p(\text{db}) = 10 \log A_p$$

(16-9) Ganho de tensão em decibel:



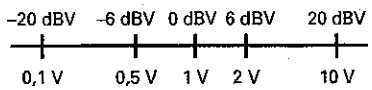
$$A_{v(\text{db})} = 20 \log A_v$$

(16-16) Decibel referenciado a 1 mW:



$$P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{P}{1\text{mW}}$$

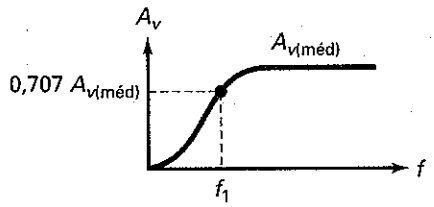
(16-18) Decibel referenciado a 1 V:



$$V_{\text{dBV}} = 20 \log V$$

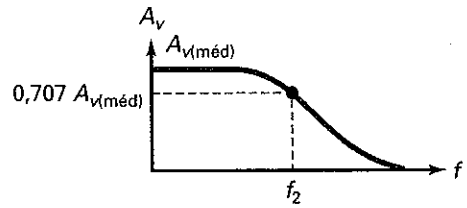
Derivações

(16-3) Abaixo da banda média:



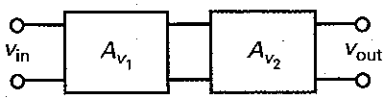
$$A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}}$$

(16-4) Acima da banda média:



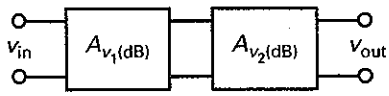
$$A_v = \frac{A_{v(\text{méd})}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}}$$

(16-10) Ganho de tensão total:



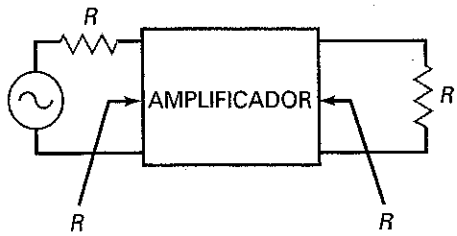
$$A_v = (A_{v1})(A_{v2})$$

(16-11) Ganho de tensão total em decibel:



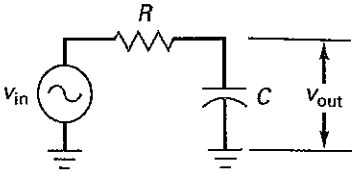
$$A_v(\text{dB}) = A_{v1}(\text{dB}) + A_{v2}(\text{dB})$$

(16-13) Sistema com impedância casada:



$$A_p(\text{dB}) = A_v(\text{dB})$$

(16-22) Freqüência de corte:

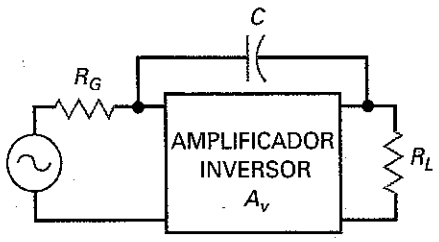


$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

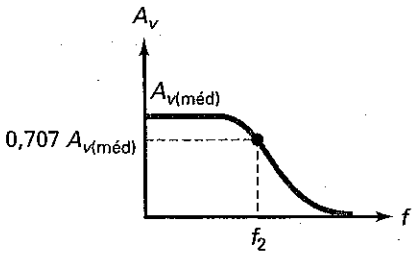
(16-26) Efeito Miller: $C_{in(M)} = C(A_v + 1)$

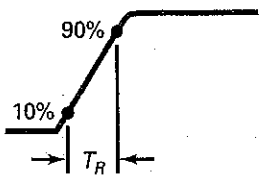
e

(16-27) $$C_{out(M)} = C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$$



(16-29) Tempo de subida-largura de banda:





$$f_2 = \frac{0,35}{T_R}$$

(16-33) Capacitância emissor-base de um TJB:

$$C_{be} \cong \frac{1}{2\pi f_T r_e'}$$

(16-37) Capacitância interna de um FET:
$C_{gd} = C_{rss}$

(16-38) Capacitância interna de um FET:
$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$

(16-39) Capacitância interna de um FET:
$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$

Atividades para o Estudante

1. A resposta em freqüência é um gráfico do ganho de tensão *versus*
   a. a freqüência
   b. o ganho de potência
   c. a tensão de entrada
   d. a tensão de saída
2. Em baixas freqüências, os capacitores de acoplamento produzem uma diminuição
   a. na resistência de entrada
   b. no ganho de tensão
   c. na resistência do gerador
   d. na tensão do gerador
3. A capacitância parasita da fiação tem um efeito
   a. na freqüência de corte inferior
   b. no ganho de tensão na banda média
   c. na freqüência de corte superior
   d. na resistência de entrada
4. Nas freqüências de corte inferior ou superior, o ganho de tensão é
   a. $0,35A_{v(méd)}$
   b. $0,5A_{v(méd)}$
   c. $0,707A_{v(méd)}$
   d. $0,995A_{v(méd)}$
5. Se o ganho de potência dobrar, o ganho de potência em decibel aumenta
   a. um fator de 2
   b. de 3 dB
   c. de 6 dB
   d. de 10 dB
6. Se o ganho de tensão dobrar, o ganho de tensão em decibel aumenta
   a. um fator de 2
   b. de 3 dB
   c. de 6 dB
   d. de 10 dB

7. Se o ganho de tensão for 10, o ganho de tensão em decibel é
   a. 6 dB
   b. 20 dB
   c. 40 dB
   d. 60 dB

8. Se o ganho de tensão for 100, o ganho de tensão em decibel é
   a. 6 dB
   b. 20 dB
   c. 40 dB
   d. 60 dB

9. Se o ganho de tensão for 2000, o ganho de tensão em decibel é
   a. 40 dB
   b. 46 dB
   c. 66 dB
   d. 86 dB

10. Dois estágios apresentam ganhos de tensão em decibel de 20 dB e 40 dB. O ganho de tensão comum total é
   a. 1
   b. 10
   c. 100
   d. 1.000

11. Dois estágios apresentam ganhos de 100 e 200. O ganho de tensão total em decibel é
   a. 46 dB
   b. 66 dB
   c. 86 dB
   d. 106 dB

12. Uma freqüência é 8 vezes uma outra. Quantas oitavas separam uma freqüência da outra?
   a. 1 c. 3
   b. 2 d. 4

13. Se f = 1 MHz e f_2 = 10 Hz, a razão f/f_2 representa quantas décadas?
   a. 2 c. 4
   b. 3 d. 5

14. Se um papel é semilogarítmico significa que
   a. Um eixo é linear e o outro é logarítmico
   b. Um eixo é linear e o outro é semilogarítmico
   c. Os dois eixos são semilogarítmicos
   d. Nenhum eixo é linear

15. Se desejamos melhorar a resposta em altas freqüências de um amplificador, qual das abordagens a seguir poderíamos tentar?
   a. Diminuir as capacitâncias de acoplamento
   b. Aumentar a capacitância de desvio do emissor
   c. Diminuir, dentro do possível, o tamanho dos terminais
   d. Aumentar a resistência do gerador

16. O ganho de tensão de um amplificador diminui 20 dB por década acima de 20 kHz. Se o ganho de tensão na banda média é 86 dB, qual o ganho de tensão comum em 20 MHz?
   a. 20 c. 2000
   b. 200 d. 20.000

17. Num circuito amplificador com TJB, C'_e é o mesmo que
   a. C_{be}
   b. C_{ib}
   c. C_{ibo}
   d. Nenhuma das alternativas anteriores

18. Num circuito amplificador comTJB, aumentando os valores de C_{in} e C_{out} teremos
   a. uma diminuição de A_v em baixas freqüências
   b. um aumento de A_v em baixas freqüências
   c. uma diminuição de A_v em altas freqüências
   d. um aumento de A_v em altas freqüências

19. Os capacitores de acoplamento de entrada em circuitos FET
   a. São normalmente maiores que nos circuitos TJB
   b. Determinam a freqüência de corte superior
   c. São normalmente menores que nos circuito TJB
   d. São tratados como circuitos abertos em ca

20. Nas folhas de dados de FETs, C_{oss} é
   a. Igual a $C_{ds} + C_{gd}$
   b. Igual a $C_{gs} - C_{rss}$
   c. Igual a C_{gd}
   d. Igual a $C_{iss} - C_{rss}$

Problemas

SEÇÃO 16-1 RESPOSTA EM FREQÜÊNCIA DE UM AMPLIFICADOR

16-1 Um amplificador tem um ganho de tensão na banda média de 1000. Se as freqüências de corte são f_1 = 100 Hz e f_2 = 100 kHz, qual é o aspecto da resposta em freqüência? Qual o ganho de tensão se a freqüência de entrada for 20 Hz? E se for 300 kHz?

16-2 Suponha que um amp-op tenha um ganho de tensão em banda média de 500.000. Se a freqüência de corte superior for 15 Hz, qual o aspecto da resposta em freqüência?

16-3 Um amplificador cc tem um ganho de tensão na banda média de 200. Se a freqüência de corte superior for 10 kHz, qual o ganho de tensão para cada uma das seguintes freqüências: 100 kHz, 200 kHz, 500 kHz e 1 MHz?

SEÇÃO 16-2 GANHO DE POTÊNCIA EM DECIBEL

16-4 Calcule o ganho de potência em decibel para A_p = 5, 10, 20 e 40.

16-5 Calcule o ganho de potência em decibel para A_p = 0,4, 0,2, 0,1 e 0,05.

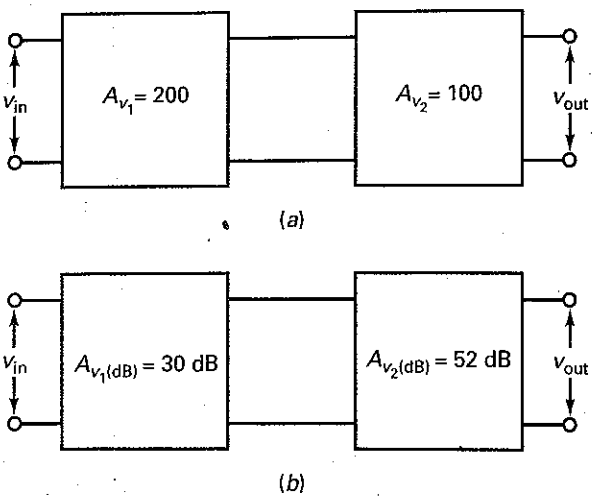
16-6 Calcule o ganho de potência em decibel para A_p = 2, 20, 200 e 2000.

16-7 Calcule o ganho de potência em decibel para A_p = 0,4, 0,04, e 0,004.

SEÇÃO 16-3 GANHO DE TENSÃO EM DECIBEL

16-8 Qual o ganho de tensão total na Figura 16-34*a*? Converta a resposta para decibéis.

Figura 16-34



16-9 Converta o ganho de cada estágio na Figura 16-34*a* para decibéis.

16-10 Qual o ganho total em decibel na Figura 16-34*b*? Converta esse ganho de tensão para ganho comum.

16-11 Qual o ganho de tensão comum de cada estágio na Figura 16-34*b*?

16-12 Qual o ganho de tensão em decibel de um amplificador, se ele tem um ganho de tensão comum de 100.000?

16-13 A folha de dados do LM380, que é um amplificador de potência de áudio, fornece um ganho de tensão em decibel de 34 dB. Converta esse valor para um ganho comum.

16-14 Um amplificador de dois estágios tem os seguintes ganhos: $A_{v1} = 25{,}8$ e $A_{v2} = 117$. Qual o ganho de tensão em decibel de cada estágio? Qual o ganho de tensão total em decibel?

SEÇÃO 16-4 CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA

16-15 Se o circuito da Figura 16-35 for um sistema de impedância casada, qual o ganho de tensão total em decibel? Qual o ganho de tensão em decibel de cada estágio?

16-16 Se os estágios do circuito da Figura 16-35 são de impedância casada, qual a tensão na carga? Qual a potência na carga?

SEÇÃO 16-5 DECIBÉIS ACIMA DE UMA REFERÊNCIA

16-17 Se a potência de saída de um pré-amplificador for 20 dBm, qual é a potência em miliwatts?

16-18 Qual tensão de saída tem um microfone quando sua saída for -45 dBV?

16-19 Converta as potências a seguir para dBm: 25 mW, 93,5 mW e 4,87 W.

16-20 Converta as seguintes tensões para dBV: 1 μV, 34,8 mV, 12,9 V e 345 V.

SEÇÃO 16-6 GRÁFICOS DE BODE

16-21 A folha de dados de um amp-op fornece um ganho de tensão na banda média de 200.000, uma freqüência de corte de 10 Hz e uma taxa de decaimento de 20 dB por década. Desenhe o gráfico de Bode ideal. Qual o ganho de tensão comum em 1 MHz?

16-22 O CI LF351 é um amp-op com um ganho de tensão de 316.000, uma freqüência de corte de 40 Hz e uma taxa de decaimento de 20 dB por década. Desenhe o gráfico de Bode ideal.

SEÇÃO 16-7 MAIS GRÁFICOS DE BODE

16-23 **MultiSim** Desenhe o gráfico de Bode ideal para o circuito de atraso da Figura 16-36*a*.

16-24 **MultiSim** Desenhe o gráfico de Bode ideal para o circuito de atraso da Figura 16-36*b*.

16-25 Qual o gráfico de Bode ideal para o estágio da Figura 16-37?

Figura 16-35

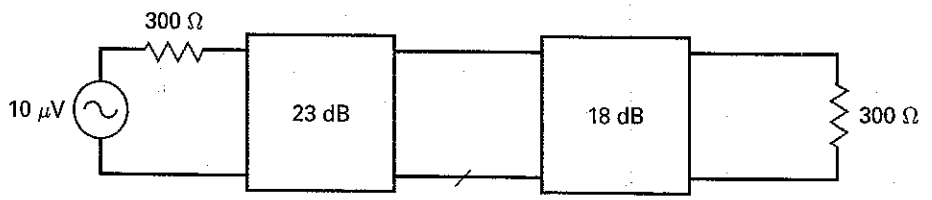


Figura 16-36

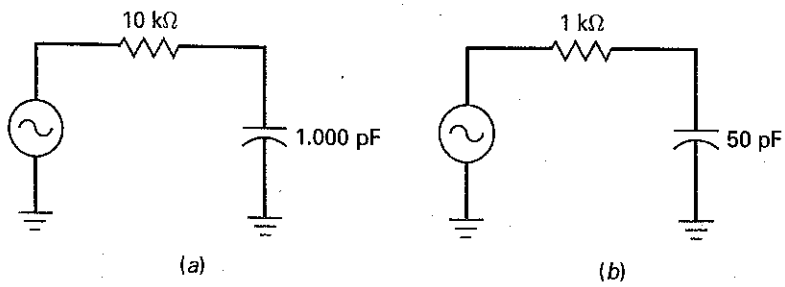
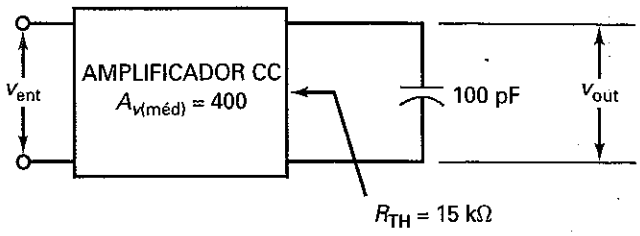


Figura 16–37



SEÇÃO 16–8 EFEITO MILLER

16–26 Qual a capacitância Miller de entrada na Figura 16-38 se $C = 5$ pF e $A_v = 200.000$?

16–27 Desenhe o gráfico de Bode ideal para o circuito de atraso de entrada da Figura 16-38 com $A_v = 250.000$ e $C = 15$ pF.

16–28 Se o capacitor de realimentação da Figura 16-38 é de 50 pF, qual a capacitância Miller de entrada quando $A_v = 200.000$?

16–29 Desenhe o gráfico de Bode ideal para a Figura 16-38 com uma capacitância de realimentação de 100 pF e um ganho de tensão de 150.000.

SEÇÃO 16–9 RELAÇÃO TEMPO DE SUBIDA-LARGURA DE BANDA

16–30 Um amplificador apresenta a resposta ao degrau mostrada na Figura 16-39*a*. Qual a freqüência de corte superior?

16–31 Qual a largura de banda de um amplificador se o tempo de subida for de 0,25 μs?

16–32 A freqüência de corte superior de um amplificador é 100 kHz. Ao fazermos o teste de onda quadrada, qual deve ser o tempo de subida da saída do amplificador?

16–33 Na Figura 16-40, qual a freqüência de corte inferior para o circuito de acoplamento da base?

Figura 16–38

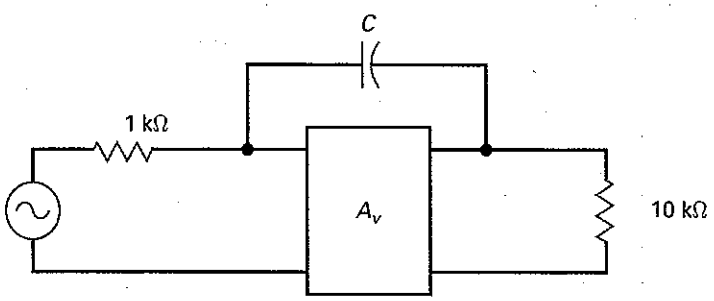


Figura 16–39

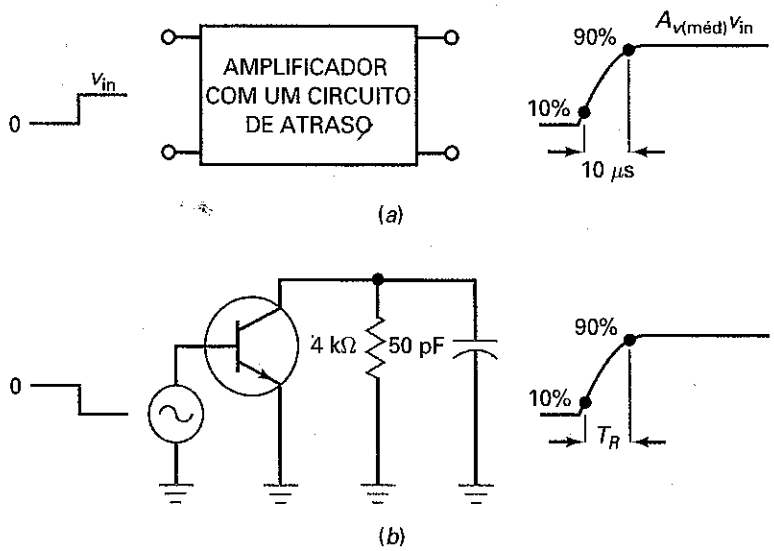
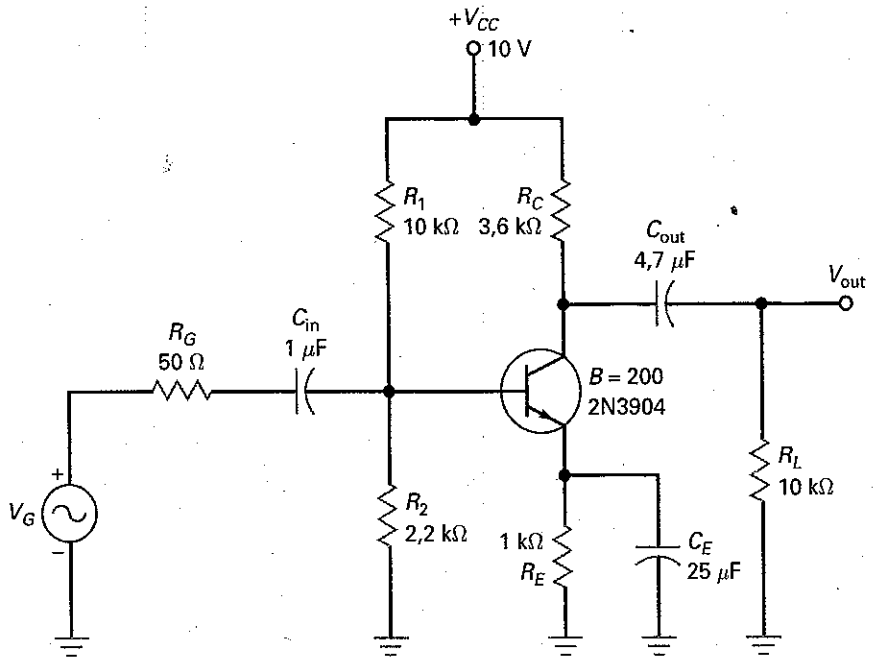


Figura 16–40



16–34 Na Figura 16-40, qual a freqüência de corte inferior para o circuito de acoplamento do coletor?

16–35 Na Figura 16-40, qual a freqüência de corte inferior para o circuito de desvio do emissor?

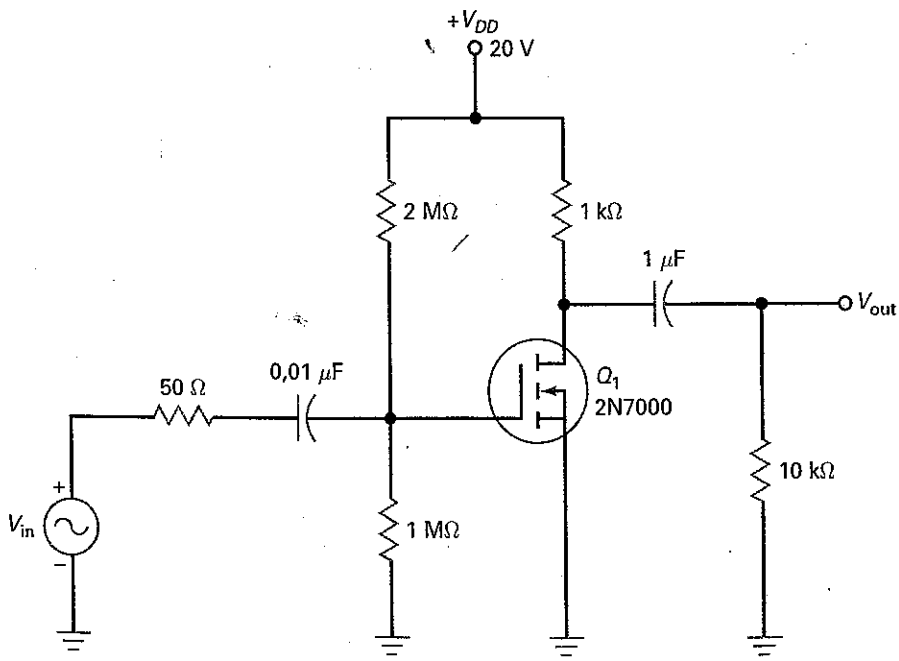
16–36 Na Figura 16-40, C'_c é dado como 2 pF, C'_e = 10 pF e C_{stray} é 5 pF. Determine a freqüência de corte superior para os circuitos de entrada da base e de saída do coletor.

16–37 O circuito da Figura 16-41 usa um E-MOSFET com essas especificações: g_m = 16,5 mS, C_{iss} = 30 pF, C_{oss} = 20 pF e C_{rss} = 5,0 pF. Determine os valores das capacitâncias internas do FET (C_{gd}, C_{gs} e C_{ds}).

16–38 Na Figura 16-41, qual a freqüência de corte inferior dominante?

16–39 Na Figura 16-41, determine os valores das freqüências de corte superiores para os circuitos de entrada da porta e saída do dreno.

Figura 16–41



Raciocínio Crítico

16–40 Na Figura 16-42*a*, qual é o ganho de tensão em decibel quando $f = 20$ kHz? E quando $f = 44{,}4$ kHz?

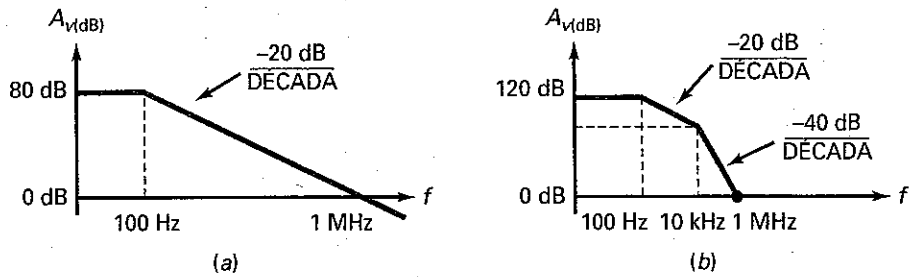
16–41 Na Figura 16-42b, qual o ganho de tensão em decibel quando $f = 100$ kHz?

16–42 O amplificador da Figura 16-39*a* tem um ganho de tensão na banda média de 100. Se a tensão de entrada for um degrau de 20 mV, qual a tensão de saída no ponto de 10%? E no ponto de 90%?

16–43 A Figura 16-39*b* é um circuito equivalente. Qual é o tempo de subida da tensão de saída?

16–44 Suponha que você tenha duas folhas de dados para amplificadores. A primeira mostra uma freqüência de corte de 1 MHz. A segunda fornece um tempo de subida de 1 μs. Qual dos amplificadores tem uma maior largura de banda?

Figura 16–42



Questões de Entrevista

1. Esta manhã montei um estágio amplificador num protoboard (matriz de contatos) usando diversos fios. A freqüência de corte superior medida nesse circuito mostrou-se bem menor que deveria ser. Você tem alguma explicação para isso?
2. Na minha bancada de laboratório tem um amplificador cc, um osciloscópio e um gerador de funções que pode gerar ondas senoidal, quadrada e triangular. Descreva uma maneira de determinar a largura de banda do amplificador.
3. Sem utilizar calculadora, converta um ganho de tensão de 250 para o equivalente em decibel.
4. Desenhe um amplificador inversor com um capacitor de realimentação de 50 pF e um ganho de tensão de 10.000. Em seguida, desenhe o gráfico de Bode ideal para o circuito de atraso de entrada.
5. Considere que o painel frontal do seu osciloscópio indique que o seu amplificador vertical tem um tempo de subida de 7 ns. Com base nesse valor, o que se pode dizer da largura de banda do instrumento?
6. Como você mediria a largura de banda de um amplificador cc?
7. Por que o ganho de tensão em decibel usa um fator de 20 e o ganho de potência usa um fator de 10?
8. Por que o casamento de impedância é importante em alguns sistemas?
9. Qual a diferença entre dB e dBm?
10. Por que um amplificador cc recebe essa denominação?
11. Um engenheiro de estação de rádio precisa testar o ganho de tensão ao longo de várias décadas de freqüência. Que tipo de papel gráfico seria mais útil nessa situação?
12. Alguma vez você já ouviu falar do MultiSim (EWB)? Em caso afirmativo, o que ele é?

Respostas – Atividades para o Estudante

1. a
2. b
3. c
4. c
5. b
6. c
7. b
8. c
9. c
10. d
11. c
12. c
13. d
14. a
15. c
16. a
17. d
18. b
19. c
20. a

Respostas dos Problemas Práticos

16-1 $A_{v(méd)} = 70{,}7$; A_v a 5 Hz = 24,3; A_v a 200 kHz = 9,95

16-2 A_v a 10 Hz = 141

16-3 20.000 a 100 Hz; 2000 a 1 kHz; 200 a 10 kHz; 20 a 100 kHz; 2,0 a 1 MHz

16-4 10 A_p = 10 dB; 20 A_p = 13 dB; 40 A_p = 16 dB

16-5 4 A_p = 6 dB; 2 A_p = 3 dB; 1 A_p = 0 dB; 0,5 A_p = −3 dB

16-6 5 A_p = 7 dB; 50 A_p = 17 dB; 500 A_p = 27 dB; 5000 A_p = 37 dB

16-7 20A_p = 13 dB; 2 A_p = 3 dB; 0,2 Ap = −7 dB; 0,02 A_p = − 17 dB

16-8 50 A_v = 34 dB; 200 A_v = 46 dB; A_{vT} = 10.000; $A_{v(dB)}$ = 80 dB

16-9 $A_{v(dB)}$ = 30 dB; A_p = 1.000; A_v = 31,6

16-10 A_{v1} = 3,16; A_{v2} = 0,5; A_{v3} = 20

16-11 P = 1000 W

16-12 V_{out} = 1,88 mV

16-14 f_2 = 159 kHz

16-15 f_2 = 318 kHz; $f_{unitário}$ = 31,8 MHz

16-17 $C_{in(M)}$ = 0,3 μF; $C_{out(M)}$ = 30 pF

16-18 T_R = 400 ns; f_2 = 795 kHz

16-19 f_1 = 63 Hz

16-20 f_2 = 1,43 MHz

16-22 C_{gd} = 5 pF; C_{gs} = 20 pF; C_{ds} = 5 pF

capítulo 17

Amplificadores Diferenciais

O termo **amplificador operacional (amp-op)** se refere a um amplificador que realiza uma operação matemática. Historicamente, os primeiros amp-ops foram usados em computadores analógicos, em que realizavam adição, subtração, multiplicação e assim por diante. Houve uma época em que os amp-ops eram implementados com componentes separados. Hoje, a maioria dos amp-ops está na forma de circuito integrado (CI).

O amp-op típico é um amplificador cc com um ganho de tensão muito alto, uma impedância de entrada muito alta e uma impedância de saída muito baixa. A freqüência de ganho unitário é de 1 MHz a mais de 20 MHz, dependendo do CI. Um circuito integrado amp-op é um bloco funcional completo com pinos externos. Conectando esses pinos a uma tensão de alimentação e a alguns componentes, podemos facilmente construir todos os tipos de circuitos úteis implementados com amp-ops.

O circuito de entrada usado na maioria dos amp-ops é o amplificador diferencial (amp-dif). Essa configuração de amplificador estabelece muitas das características de entrada do CI. O amplificador diferencial também pode ser configurado de maneira separada, sendo usado em circuitos de comunicação, instrumentação e controle industrial. Este capítulo concentra-se no amplificador diferencial usado em CIs.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Realizar uma análise cc de um amplificador diferencial.
- Realizar uma análise ca de um amplificador diferencial.
- Definir corrente de polarização de entrada, corrente de *offset* de entrada e tensão de *offset* de entrada.
- Explicar o ganho em modo comum e a razão de rejeição em modo comum.
- Descrever como os circuitos integrados são fabricados.
- Aplicar o teorema de Thévenin a um amplificador diferencial com carga.

Resumo do Capítulo

17-1 Amplificador Diferencial
17-2 Análise cc de um Amp-Dif
17-3 Análise ca de um Amp-Dif
17-4 Características de Entrada de um Amp-Op
17-5 Ganho em Modo Comum
17-6 Circuitos Integrados (CIs)
17-7 Espelho de Corrente
17-8 Amp-Dif com Carga

Vocabulário

amplificador diferencial (amp-dif)
amplificador operacional (amp-op)
CI híbrido
CI monolítico
circuito integrado (CI)
corrente de cauda
corrente de *offset* de entrada
corrente de polarização de entrada
diodo de compensação
entrada diferencial
entrada inversora
entrada não-inversora
espelho de corrente
razão de rejeição de modo comum (CMRR)
resistor de carga ativa
saída diferencial
sinal em modo comum
tensão de compensação de entrada
terminação simples

17-1 Amplificador Diferencial

Transistores, diodos e resistores são os únicos componentes práticos implementados em CIs típicos. Os capacitores também podem ser implementados, mas eles são de pequena capacitância, geralmente menor que 50 pF. Por essa razão, os projetistas de CIs não podem usar capacitores de acoplamento e desvio (*bypass*) como fariam num projeto de circuito discreto. Em vez disso, os projetistas de CIs têm de usar acoplamento direto entre estágios e também precisam eliminar o capacitor de desvio do emissor sem perder muito no ganho de tensão.

O **amplificador diferencial (amp-dif)** é o tipo adequado para essa situação. O projeto desse circuito é extremamente engenhoso, pois elimina a necessidade de capacitor de desvio do emissor. Por essa e outras razões, o amp-dif é usado como estágio de entrada na maioria dos CIs amp-ops.

Entrada e Saída Diferenciais

A Figura 17-1 mostra um amp-dif. Ele é composto de dois estágios EC (emissor comum) em paralelo com um resistor de emissor em comum. Embora tenha duas tensões de entrada (v_1 e v_2) e duas tensões de coletor (v_{c1} e v_{c2}), o circuito total é considerado um estágio. Por não existir capacitor de desvio, não há freqüência de corte inferior.

A tensão de saída ca v_{out} é definida como a tensão entre os coletores com a polaridade mostrada na Figura 17-1:

$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1} \tag{17-1}$$

Essa tensão é denominada **saída diferencial**, porque combina as duas tensões ca de coletor em uma tensão igual à diferença das tensões de coletor. *Nota*: Usaremos letras minúsculas para v_{out}, v_{c1} e v_{c2} por serem tensões ca que incluem zero hertz (0 Hz) como um caso especial.

Idealmente, o circuito tem transistores idênticos e resistores de coletor iguais. Com simetria perfeita, v_{out} é zero quando as duas tensões de entrada são iguais. Quando v_1 for maior que v_2, a tensão de saída tem a polaridade mostrada na Figura 17-1. Quando v_2 for maior que v_1, a tensão de saída é invertida e tem a polaridade oposta.

O amp-dif da Figura 17-1 tem duas entradas separadas. A entrada v_1 é denominada **entrada não-inversora**, porque v_{out} está em fase com v_1. Por outro lado, v_2 é denominada **entrada inversora**, porque v_{out} está 180° fora de fase em relação a v_2. Em algumas aplicações, apenas a entrada não-inversora é usada e a entrada inversora é aterrada (conectada em GND). Em outras aplicações, apenas a entrada inversora está ativa e a entrada não-inversora é aterrada.

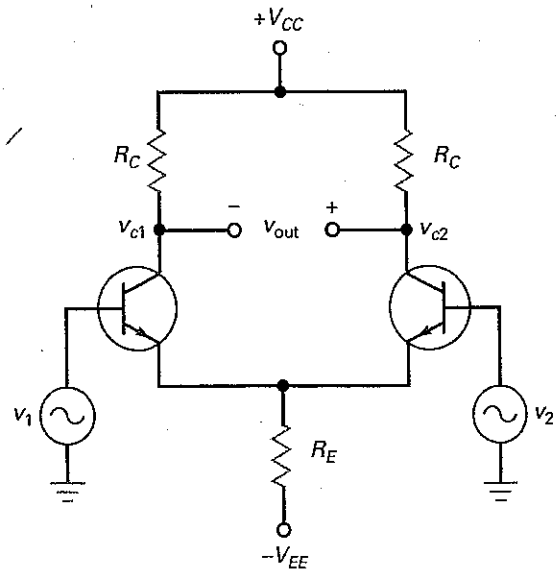


Figura 17-1 Entrada e saída diferenciais.

Quando estiverem presentes tensões nas entradas inversora e não-inversora, a entrada é denominada **entrada diferencial**, porque a tensão de saída é igual ao ganho de tensão vezes a diferença entre as duas tensões de entrada. A equação para a tensão de saída é:

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2) \tag{17-2}$$

onde A_v é o ganho de tensão. Deduzimos a equação para o ganho de tensão na Seção 17-3.

Saída com Terminação Simples

Uma saída diferencial como a mostrada na Figura 17-1 requer uma carga flutuante porque nenhum dos terminais da carga está aterrado. Em muitas aplicações isso é inconveniente, visto que as cargas têm uma **terminação simples**, ou seja, um terminal é aterrado.

A Figura 17-2*a* mostra uma configuração bastante usada de um amp-dif. Essa configuração tem muitas aplicações, porque ela pode acionar cargas com terminações simples como estágios EC, seguidores de emissor e outros circuitos. Como podemos ver, o sinal de saída ca é obtido do coletor no lado direito. O resistor de coletor do lado esquerdo foi removido por não ter um propósito útil.

Como a entrada é diferencial, a tensão de saída ca ainda é dada por $A_v(v_1 - v_2)$. Entretanto, com uma saída com terminação simples, o ganho de tensão é a metade do valor com uma saída diferencial. Obtemos metade do ganho de tensão com uma saída com terminação simples, porque a saída é obtida apenas de um dos coletores.

A propósito, a Figura 17-2*b* mostra o símbolo na forma de diagrama em bloco para um amp-dif com uma entrada diferencial e uma saída com terminação simples. O mesmo símbolo é usado para um amp-op. O sinal positivo (+) representa a entrada não-inversora e o sinal negativo (–) representa a entrada inversora.

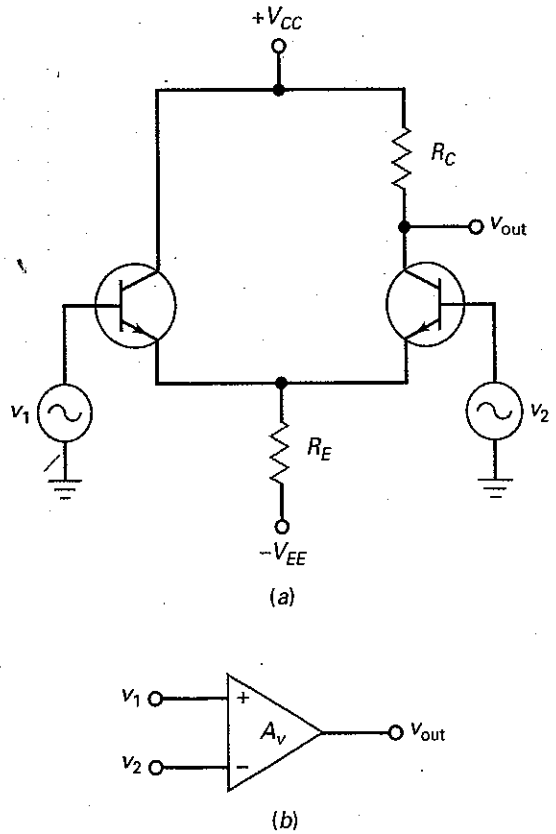
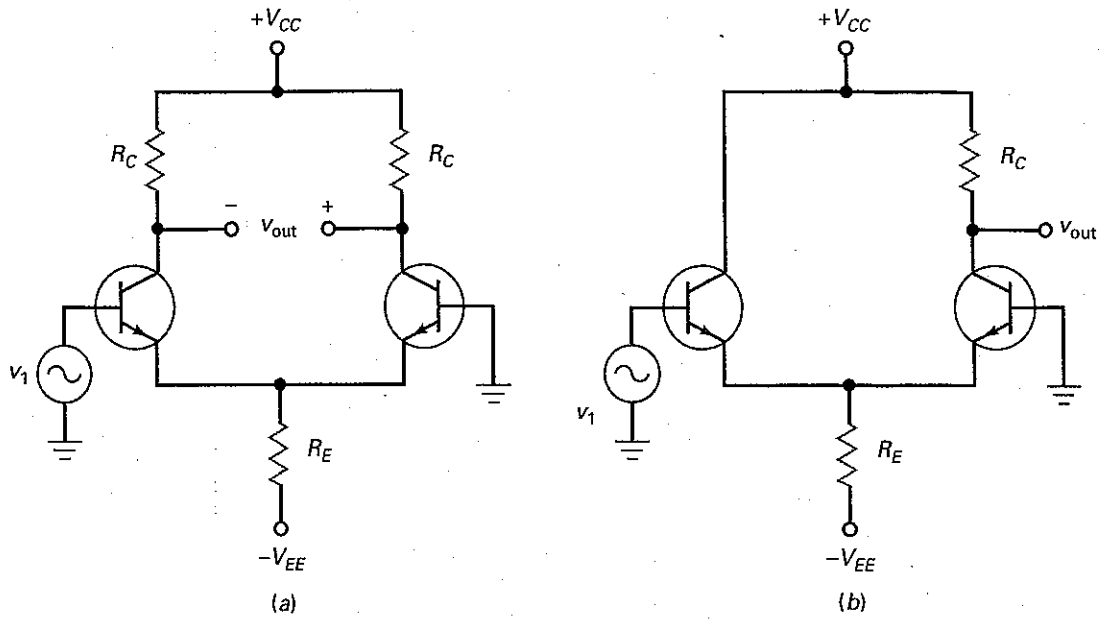


Figura 17-2 (*a*) Entrada diferencial e saída com terminação simples; (*b*) símbolo na forma de diagrama em bloco.

Figura 17-3 (*a*) Entrada não-inversora e saída diferencial; (*b*) entrada não-inversora e saída com terminação simples.



Configurações da Entrada Não-Inversora

Geralmente, apenas uma das entradas é ativa e a outra é aterrada, como mostra a Figura 17-3*a*. Essa configuração tem uma entrada não-inversora e uma saída diferencial. Como $v_2 = 0$, a Equação (17-2) resulta em:

$$v_{out} = A_v(v_1) \tag{17-3}$$

A Figura 17-3*b* mostra uma outra configuração para o amp-dif. Essa tem uma entrada não-inversora e uma saída com terminação simples. Como v_{out} é a tensão de saída *ca*, a Equação (17-3) ainda é válida, mas o ganho de tensão A_v será a metade, pois a saída é obtida em apenas de um lado do amp-dif.

Configurações da Entrada Inversora

Em algumas aplicações, v_2 é a entrada ativa e v_1 é a entrada aterrada, como mostra a Figura 17-4*a*. Nesse caso, a Equação (17-2) se reduz a:

$$v_{out} = -A_v(v_2) \tag{17-4}$$

O sinal negativo na Equação (17-4) indica inversão de fase.

A Figura 17-4*b* mostra a configuração final que discutiremos. Aqui estamos usando a entrada inversora com uma saída de terminação simples. Nesse caso, a tensão ca de saída ainda é dada pela Equação (17-4).

Conclusão

A Tabela 17-1 resume as quatro configurações básicas de um amp-dif. O caso geral tem uma entrada diferencial e uma saída diferencial. Os casos restantes são derivações do caso geral. Por exemplo, para ter uma operação com entrada simples, uma das entradas é usada e a outra é aterrada. Quando a entrada é simples, tanto a entrada não-inversora v_1 quanto a entrada inversora v_2 podem ser usadas.

Figura 17-4 (*a*) Entrada inversora e saída diferencial; (*b*) entrada inversora e saída com terminação simples.

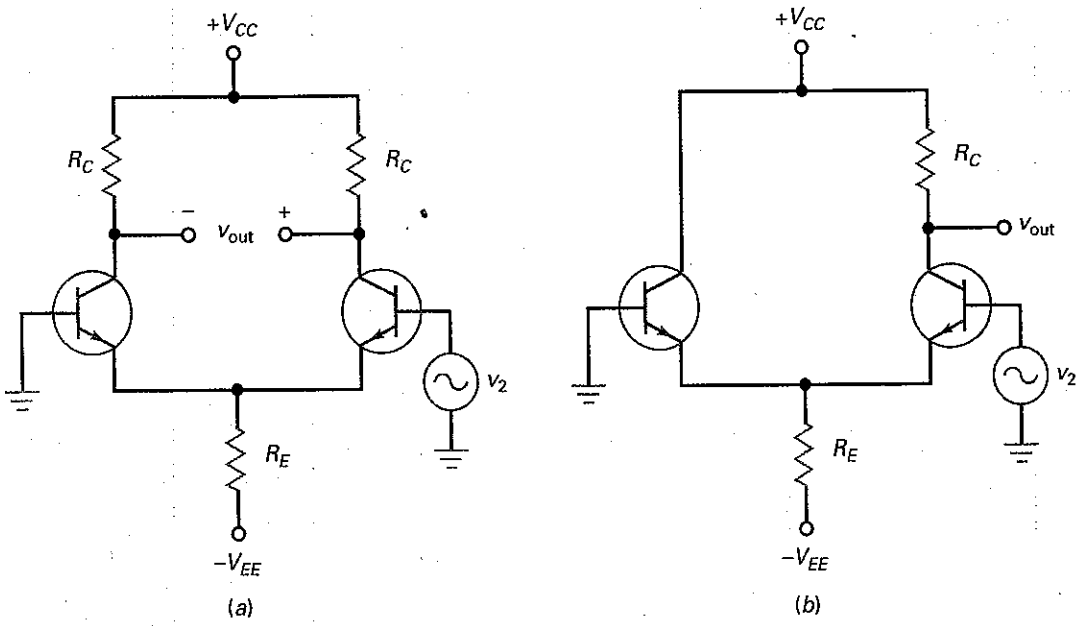


Tabela 17-1	Configurações de um Amp-Dif		
Entrada	Saída	v_{in}	v_{out}
Diferencial	Diferencial	$v_1 - v_2$	$v_{c2} - v_{c1}$
Diferencial	Terminação simples	$v_1 - v_2$	v_{c2}
Terminação simples	Diferencial	v_1 ou v_2	$v_{c2} - v_{c1}$
Terminação simples	Terminação simples	v_1 ou v_2	v_{c2}

17-2 Análise CC de um Amp-Dif

A Figura 17-5*a* mostra o circuito equivalente cc para um amp-dif. Ao longo dessa discussão, consideraremos os transistores idênticos e resistores de coletor iguais. Além disso, as duas bases são aterradas nessa análise preliminar.

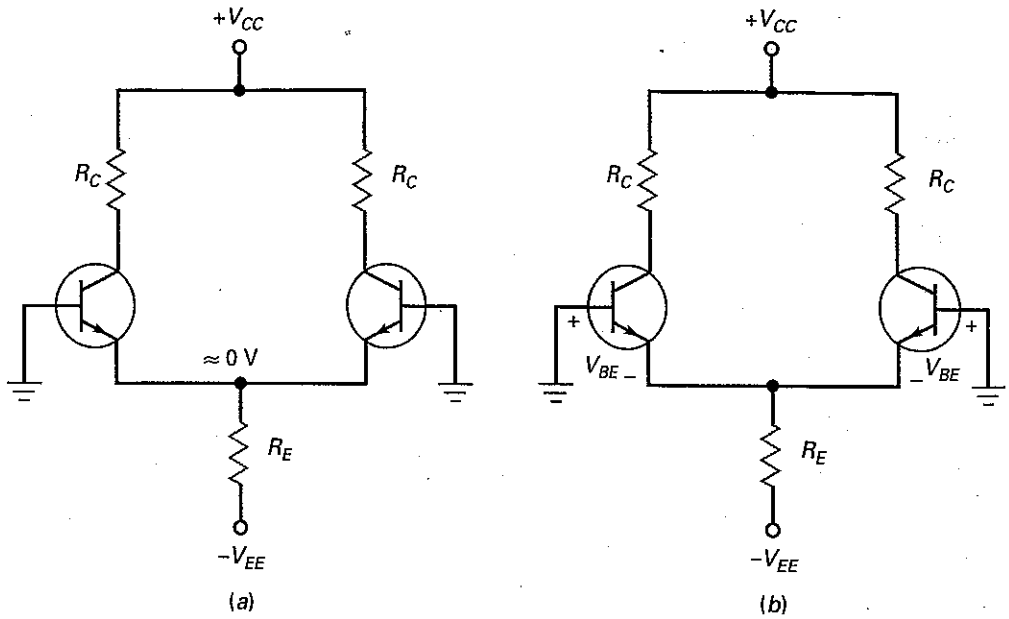
A polarização usada aqui deve parecer familiar ao leitor. Ela é quase idêntica a duas polarizações do emissor com fonte simétrica (PEFS) discutida no Capítulo 8. Podemos lembrar de que a maior parte da tensão de alimentação negativa em um circuito PEFS aparece no resistor de emissor. Isso estabelece uma corrente de emissor fixa.

Análise Ideal

Um amp-dif é algumas vezes denominado *par de caudas longas*, porque os dois transistores compartilham o resistor R_E. A corrente nesse resistor é denominada **corrente de cauda**. Se ignorarmos a queda V_{BE} nos diodos emissores da Figura 17-5*a*, a extremidade superior do resistor é idealmente um ponto de terra (GND) cc. Nesse caso, todo o V_{EE} aparece em R_E e a corrente de cauda é:

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E} \tag{17-5}$$

Figura 17-5 (*a*) Análise cc ideal; (*b*) segunda aproximação.



Essa equação é excelente para análise de defeito e um exame preliminar, porque chega rapidamente ao ponto em que quase toda a tensão de alimentação aparece no resistor de emissor.

Quando as duas metades do circuito na Figura 17-5*a* são perfeitamente casadas, a corrente de cauda se divide igualmente. Portanto, cada transistor tem uma corrente de emissor de:

$$I_E = \frac{I_T}{2} \tag{17-6}$$

A tensão cc em qualquer coletor é dada pela seguinte equação familiar:

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{17-7}$$

Segunda Aproximação

Podemos melhorar a análise cc incluindo a queda V_{BE} em cada diodo emissor. Na Figura 17-5*b*, a tensão na extremidade superior do resistor de emissor está um valor de V_{BB} abaixo de GND. Portanto, a corrente de cauda é:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \tag{17-8}$$

onde $V_{BE} = 0{,}7$ V para transistores de silício.

Efeito do Resistor de Base na Corrente de Cauda

Na Figura 17-5*b*, as duas bases são aterradas por questão de simplificação. Quando os resistores de base são usados, têm efeito desprezível na corrente de cauda num projeto bem-feito de um amp-dif. Eis o motivo: quando os resistores de base são incluídos na análise, a equação para a corrente de cauda torna-se:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / 2\beta_{cc}}$$

Em qualquer projeto prático, $R_B/2_{Bcc}$ é menor que 1% de R_E. Isso ocorre porque preferimos usar a Equação (17-5) ou a Equação (17-8) para calcular a corrente de cauda.

Embora os resistores de base tenham um efeito desprezível na corrente de cauda, eles podem produzir tensões de erro de entrada quando as duas metades do amp-dif não forem perfeitamente simétricas. Discutiremos essa tensão de erro de entrada numa seção posterior.

Exemplo 17-1

Quais as tensões e correntes ideais na Figura 17-6*a*?

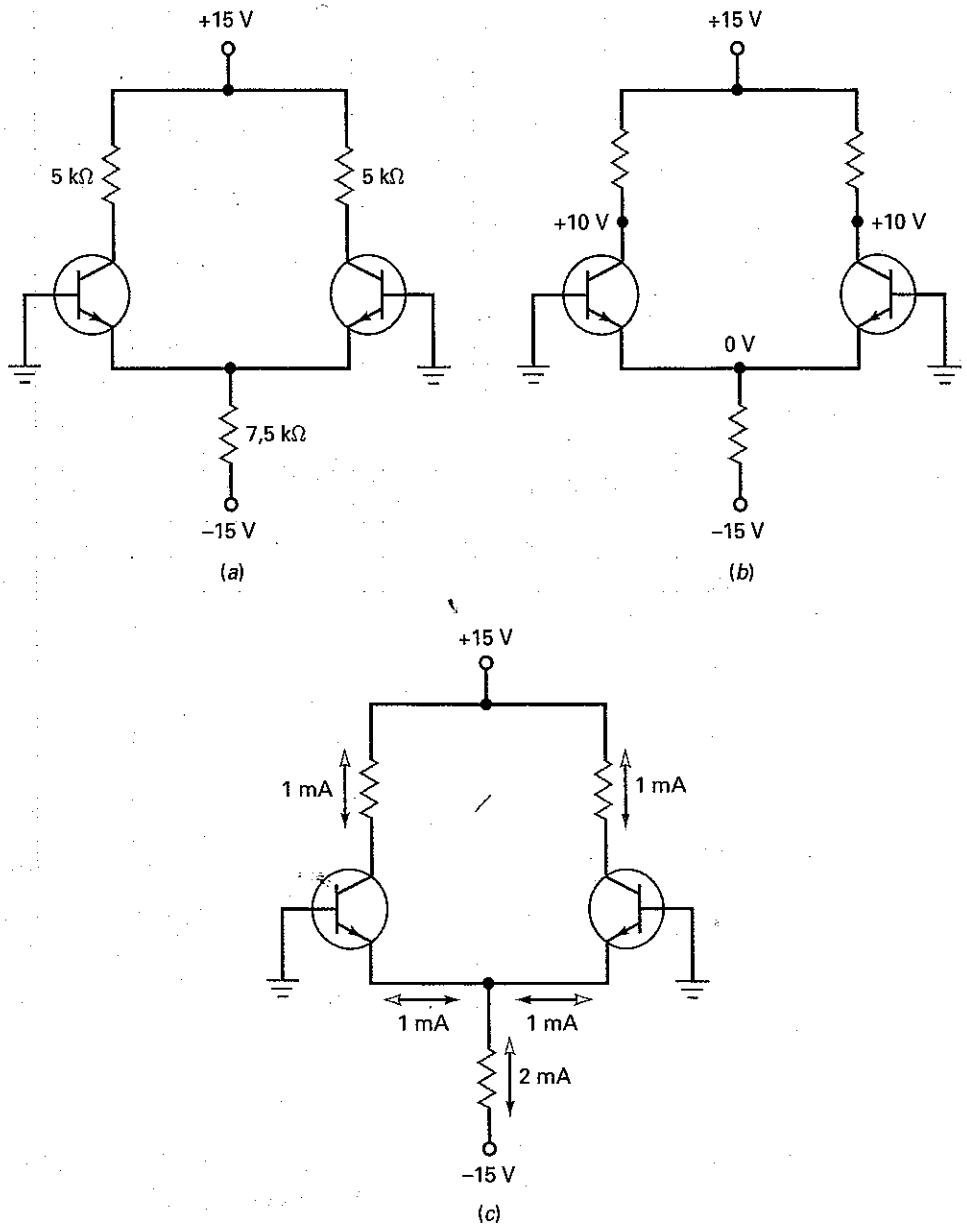
SOLUÇÃO Usando a Equação (17-5), a corrente de cauda é:

$$I_T = \frac{15\,\text{V}}{7{,}5\,\text{k}\Omega} = 2\,\text{mA}$$

Cada corrente de emissor é metade da corrente de cauda:

$$I_E = \frac{2\,\text{mA}}{2} = 1\,\text{mA}$$

Figura 17-6 Exemplo.



Cada coletor tem uma tensão quiescente de aproximadamente:

$$V_C = 15\ V - (1mA)(5\ k\Omega) = 10V$$

A Figura 17-6*b* mostra as tensões cc e a Figura 17-6*c* mostra as correntes. (*Nota*: A seta padrão indica o sentido convencional da corrente e a seta triangular transparente indica o sentido do fluxo de elétrons.)

PROBLEMA PRÁTICO 17-1 Na Figura 17-6*a*, troque R_E para 5 kΩ e determine as correntes e tensões ideais.

Exemplo 17-2

MultiSim

Recalcule as correntes e tensões para o circuito da Figura 17-6*a* usando a segunda aproximação.

SOLUÇÃO A corrente de cauda é:

$$I_T = \frac{15\,V - 0,7\,V}{7,5\,k\Omega} = 1,91\ mA$$

Cada corrente de emissor é metade da corrente de cauda:

$$I_E = \frac{1,91\ mA}{2} = 0,955\ mA$$

e cada coletor tem uma tensão quiescente de:

$$V_C = 15\ V - (0,955\ mA)(5\ k\Omega) = 10,2V$$

Como podemos ver, as respostas apresentam pequenas diferenças quando a segunda aproximação é usada. Na realidade, se o mesmo circuito for implementado e testado no MultiSim (EWB), obteremos as seguintes respostas com transistores 2N33904:

$$I_T = 1,912\ mA$$
$$I_E = 0,956\ mA$$
$$I_C = 0,950\ mA$$
$$V_C = 10,25\ V$$

Essas respostas são quase as mesmas da segunda aproximação e não é muito diferente das respostas ideais. A questão é que a análise ideal é adequada para muitas situações. Se necessitarmos de mais precisão, usamos a segunda aproximação ou a análise do MultiSim.

PROBLEMA PRÁTICO 17-2 Repita o Exemplo 17-2 usando um resistor de emissor de 5 kΩ.

Exemplo 17-3

MultiSim

Quais as correntes e tensões no circuito com saída com terminação simples da Figura 17-7*a*?

SOLUÇÃO Idealmente, a corrente de cauda é:

$$I_T = \frac{12\ V}{5\ k\Omega} = 2,4\ mA$$

Cada corrente de emissor é metade da corrente de cauda:

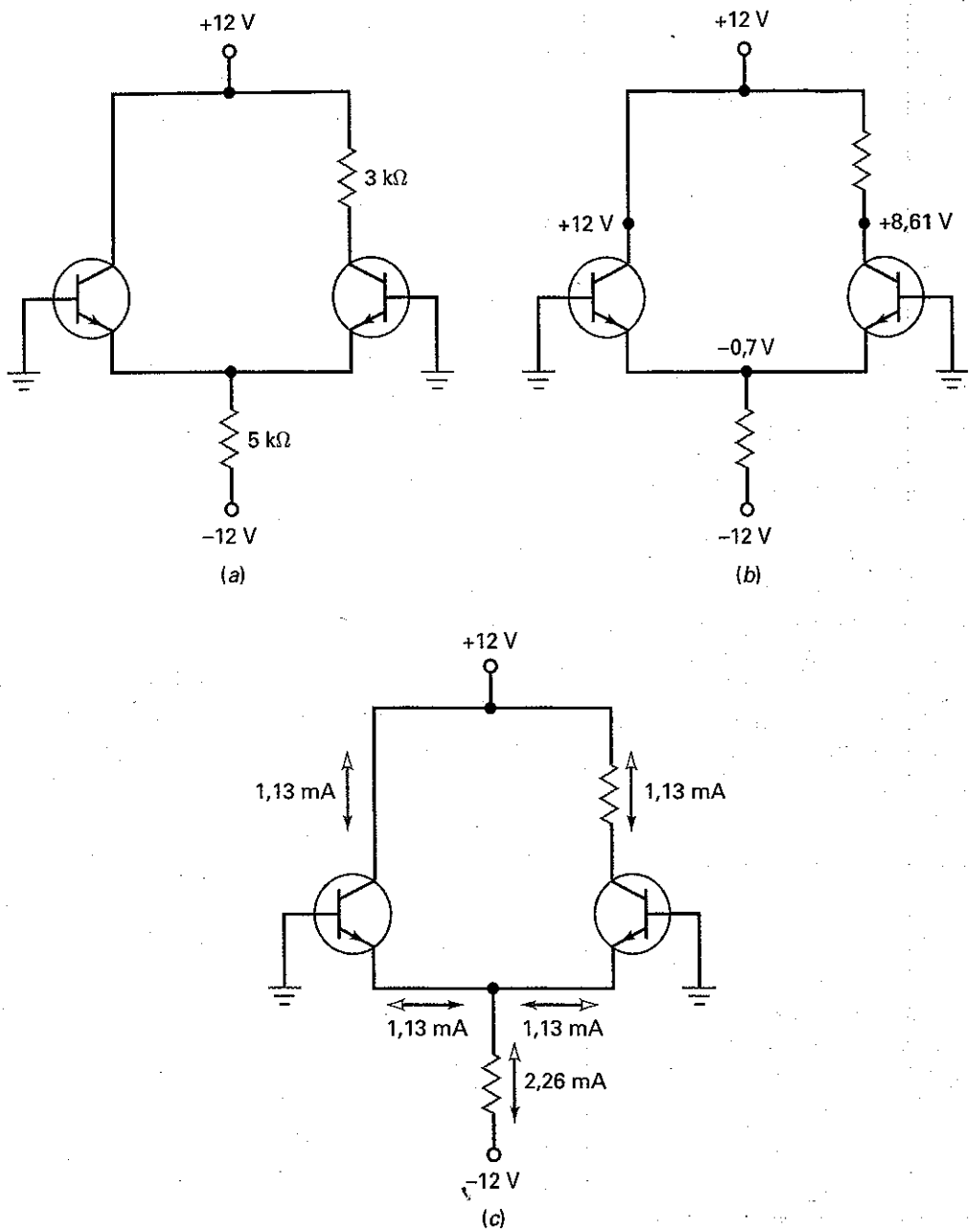
$$I_E = \frac{2,4\ mA}{2} = 1,2\ mA$$

O coletor à direita tem uma tensão quiescente de aproximadamente:

$$V_C = 12\ V - (1,2\ mA)(3\ k\Omega) = 8,4V$$

e a tensão à esquerda é de 12 V.

Figura 17–7 Exemplo.



Com a segunda aproximação, podemos calcular:

$$I_T = \frac{12\text{V} - 0{,}7\text{V}}{5\text{k}\Omega} = 2{,}26\text{ mA}$$

$$I_E = \frac{2{,}26\text{ mA}}{2} = 1{,}13\text{ mA}$$

$$V_C = 12\text{V} - (1{,}13\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 8{,}61\text{V}$$

A Figura 17-7*b* mostra as tensões cc e a Figura 17-7*c* mostra as correntes para a segunda aproximação.

PROBLEMA PRÁTICO 17–3 Na Figura 17-7*a*, troque R_E para 3 kΩ. Determine as correntes e tensões com a segunda aproximação.

17-3 Análise CA de um Amp-Dif

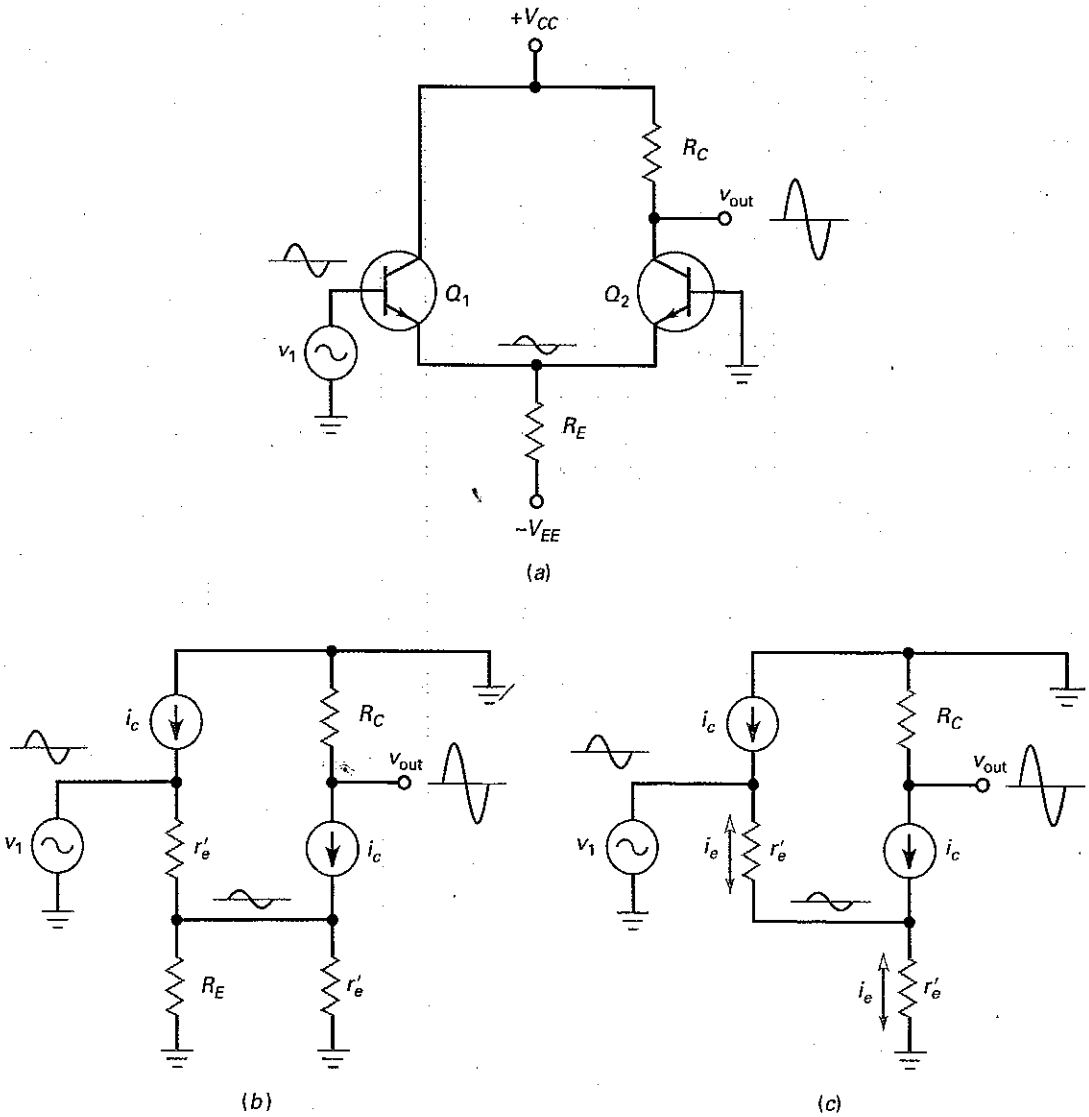
Nesta seção, vamos deduzir a equação para o ganho de tensão de um amp-dif. Comecemos com a configuração mais simples, a que usa a entrada não-inversora e uma saída com terminação simples. Após a dedução do ganho de tensão, estenderemos o resultado para as outras configurações.

Teoria da Operação

A Figura 17-8*a* mostra uma configuração que usa a entrada não-inversora e uma saída com terminação simples. Com um R_E de valor grande, a corrente de cauda é quase constante quando um pequeno sinal ca é inserido na entrada. Por causa disso, as duas metades do amp-dif responde de maneira complementar à entrada não-inversora. Em outras palavras, um aumento na corrente de emissor de Q_1 produz uma diminuição na corrente de emissor de Q_2. De forma recíproca, uma diminuição na corrente de emissor de Q_1 produz um aumento na corrente de emissor de Q_2.

Na Figura 17-8*a*, o transistor da esquerda (Q_1) opera como um seguidor de emissor que produz uma tensão ca no resistor de emissor. Essa tensão ca é metade da tensão v_1 de entrada. No semiciclo positivo da tensão de entrada, a corrente de emissor de Q_1 aumenta, a corrente no emissor de Q_2 diminui e a tensão no coletor de Q_2 aumenta.

Figura 17-8 (*a*) Configuração usando a entrada não-inversora e uma saída com terminação simples; (*b*) circuito equivalente ca; (*c*) circuito equivalente ca simplificado.



De forma similar, no semiciclo negativo da tensão de entrada, a corrente no emissor de Q_1 diminui, a corrente no emissor de Q_2 aumenta e a tensão no coletor de Q_2 diminui. Por isso, a onda senoidal amplificada está em fase com a entrada não-inversora.

Ganho de Saída com Terminação Simples

A Figura 17-8*b* mostra o circuito equivalente ca. Observe que cada transistor tem um r'_e. Além disso, o resistor de polarização R_E está em paralelo com o r'_e do transistor à direita. Em qualquer projeto prático, R_E é muito maior que r'_e. Por isso, podemos ignorar R_E numa análise preliminar.

A Figura 17-8*c* mostra o circuito equivalente simplificado. Observe que a tensão v_1 de entrada aparece sobre o primeiro r'_e em série com o segundo r'_e. Como as duas resistências são iguais, a tensão sobre cada r'_e é metade da tensão de entrada. Por isso a tensão ca no resistor de cauda da Figura 17-8*a* é metade da tensão de entrada.

Na Figura 17-8*c*, a tensão de saída ca é:

$$v_{out} = i_c R_C$$

e a tensão de entrada ca é:

$$v_{in} = i_e r'_e + i_e r'_e = 2 i_e r'_e$$

Dividindo v_{out} por v_{in}, obtemos o ganho de tensão:

$$\textbf{Saída com terminação simples} = A_v = \frac{R_C}{2r'_e} \qquad \textbf{(17-9)}$$

Uma última questão: na Figura 17-8*a*, uma tensão quiescente cc V_C existe no terminal de saída e não é parte do sinal ca. A tensão ca v_{out} é qualquer variação da tensão quiescente. Num amp-op, a tensão cc quiescente é removida num estágio posterior por não ser importante.

Ganho da Saída Diferencial

A Figura 17-9 mostra o circuito equivalente ca para uma configuração usando a entrada não-inversora e a saída diferencial. A análise é quase idêntica à do exemplo anterior, exceto que a tensão de saída é duas vezes maior, visto que há dois resistores de coletor:

$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1} = i_c R_C - (-i_c R_C) = 2 i_c R_C$$

(*Nota*: O segundo sinal negativo aparece porque o sinal v_{c1} está 180° fora de fase em relação a v_{c2}, conforme mostra a Figura 17-9.)

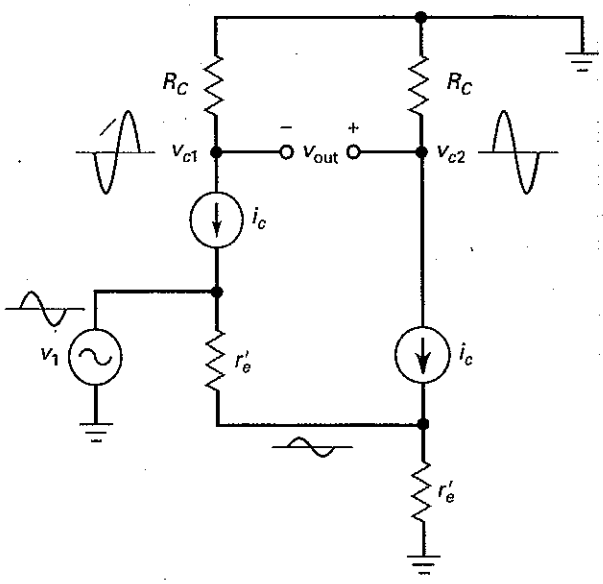
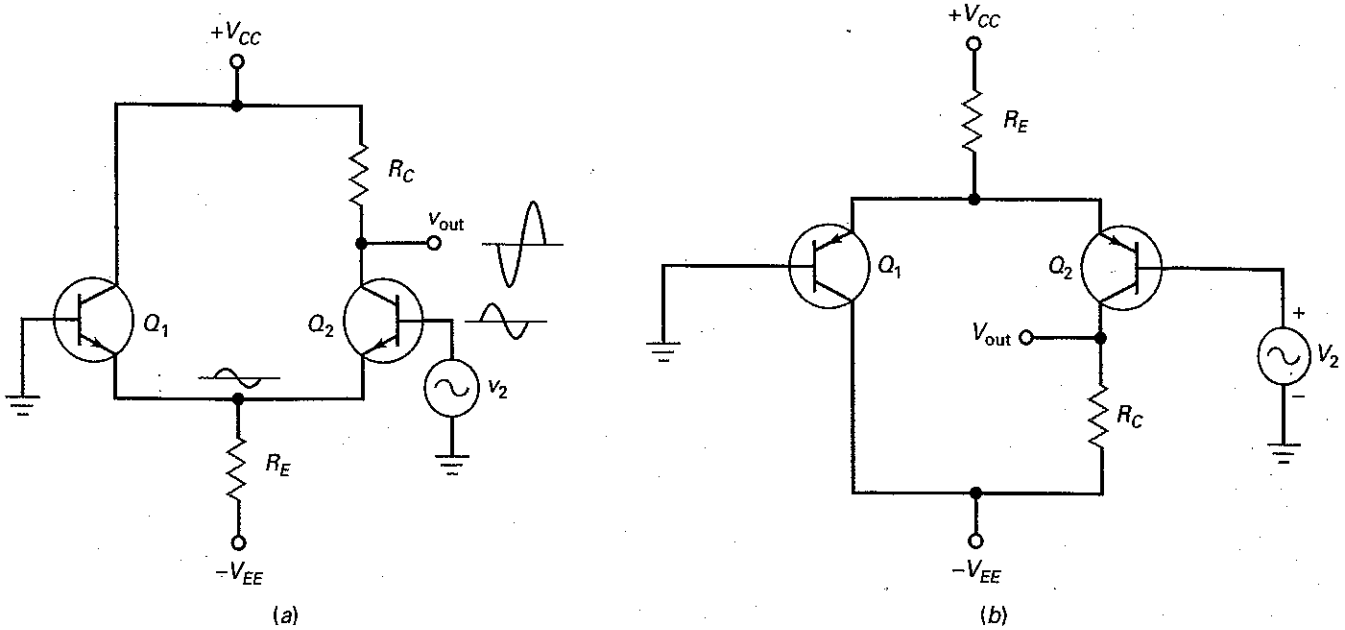


Figura 17–9 Configuração usando a entrada não-inversora e a saída diferencial.

Figura 17–10 (*a*) Configuração usando a entrada inversora com uma saída com terminação simples; (*b*) versão *pnp*.



A tensão de entrada ca ainda é igual a:

$$v_{in} = 2i_e r'_e$$

Dividindo a tensão de saída pela tensão de entrada, obtemos o ganho de tensão:

$$\textbf{Saída diferencial: } A_v = \frac{R_C}{r'_e} \qquad \textbf{(17-10)}$$

Essa equação é fácil de lembrar, porque é a mesma equação do ganho de tensão para um estágio EC.

Configurações Usando a Entrada Inversora

A Figura 17-10*a* mostra uma configuração usando a entrada inversora e uma saída com terminação simples. A análise ca é quase idêntica à análise usando a entrada não-inversora. Nesse circuito, a entrada inversora v_2 produz uma tensão ca invertida e amplificada na saída final. O r'_e de cada transistor ainda é parte de um divisor de tensão no circuito equivalente ca, por isso, a tensão ca em R_E é metade da tensão na entrada inversora. Se for usada uma saída diferencial, o ganho de tensão é duas vezes maior que no caso discutido anteriormente.

O amp-dif na Figura 17-10*b* é uma versão pnp "de cabeça para baixo" em relação à Figura 17-10*a*. Conforme discutido no Capítulo 8, os transistores *pnp* são geralmente usados em circuitos transistorizados que utilizam fontes de alimentação positiva. Esses transistores *pnp* são desenhados em uma configuração "de cabeça para baixo". Assim como as versões *npn*, as entradas e saídas podem ser diferenciais ou com terminação simples.

Configurações Usando Entrada Diferencial

As configurações usando entrada diferencial têm duas entradas ativas ao mesmo tempo. A análise ca pode ser simplificada usando o teorema da superposição: visto que sabemos como um amp-dif se comporta quando usamos as entradas inversora e não-inversora, podemos combinar os dois resultados para obter as equações para as configurações que usam entrada diferencial.

Tabela 17-2	Ganhos de Tensão do Amp-Dif		
Entrada	Saída	A_v	v_{out}
Diferencial	Diferencial	R_C/R'_e	$A_v(v_1 - v_2)$
Diferencial	Terminação simples	$R_C/2R'_e$	$A_v(v_1 - v_2)$
Terminação simples	Diferencial	R_C/R'_e	$A_v v_1$ ou $-A_v v_2$
Terminação simples	Terminação simples	$R_C/2R'_e$	$A_v v_1$ ou $-A_v v_2$

A tensão de saída ao se usar a entrada não-inversora é:

$$A_v(v_1)$$

e a tensão de saída ao usarmos a entrada inversora é:

$$v_{out} = -A_v(v_2)$$

Combinando os dois resultados, obtemos a equação ao usarmos uma entrada diferencial:

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

Tabela dos Ganhos de Tensão

A Tabela 17-2 resume os ganhos de tensão para as configurações do amp-dif. Como podemos ver, o ganho de tensão é máximo com uma saída diferencial. O ganho de tensão se reduz à metade quando se usa uma saída com terminação simples. Além disso, quando uma saída com terminação simples é usada, a entrada pode ser a inversora ou a não-inversora.

Impedância de Entrada

Em um estágio EC, a impedância de entrada da base é:

$$z_{in} = \beta r'_e$$

Em um amp-dif, a impedância de entrada de qualquer base é duas vezes maior:

$$z_{in} = 2\beta r'_e \qquad \textbf{(17-11)}$$

A impedância de entrada de um amp-dif é duas vezes maior, porque existem duas resistências de emissor r'_e no circuito equivalente ca em vez de uma. A Equação (17-11) é válida para todas as configurações, porque qualquer sinal de entrada ca "vê" duas resistência *ca* de emissor no caminho entre a base e GND.

Exemplo 17–4

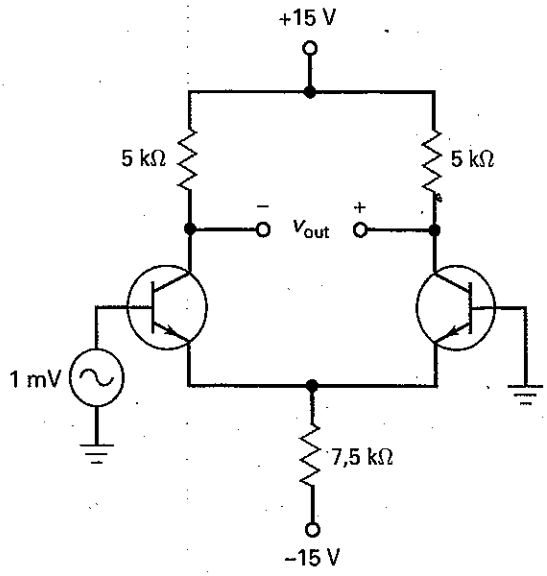
MultiSim

Na Figura 17-11, qual a tensão de saída ca? Se $\beta = 300$, qual a impedância de entrada do amp-dif?

SOLUÇÃO Analisamos o circuito equivalente cc no Exemplo 17-1. Idealmente, existe 15 V no resistor de emissor produzindo uma corrente de cauda de 2 mA, o que significa que a corrente de emissor em cada transistor é:

$$I_E = 1 \text{ mA}$$

Figura 17–11 Exemplo.



Agora podemos calcular a resistência ca do emissor:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1\text{ mA}} = 25\,\Omega$$

O ganho de tensão é:

$$A_v = \frac{5\text{ k}\Omega}{25\,\Omega} = 200$$

A tensão de saída ca é:

$$v_{out} = 200(1\text{ mV}) = 200\text{ mV}$$

e a impedância de entrada do amp-dif é:

$$z_{in(base)} = 2(300)(25\,\Omega) = 15\text{ k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁTICO 17–4 Repita o Exemplo 17-4 substituindo R_E por 5 kΩ.

Exemplo 17–5

MultiSim

Repita o procedimento do exemplo usando a segunda aproximação para calcular a corrente de emissor quiescente.

SOLUÇÃO No Exemplo 17-2, calculamos a corrente cc de emissor, que é:

$$I_E = 0{,}955\text{ mA}$$

A resistência ca do emissor é:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{0{,}955\text{ mA}} = 26{,}2\,\Omega$$

Como o circuito tem uma saída diferencial, o ganho de tensão é:

$$A_v = \frac{5\text{ k}\Omega}{26{,}2\,\Omega} = 191$$

A tensão de saída ca é:

$$v_{out} = 191(1\text{ mV}) = 191\text{ mV}$$

e a impedância de entrada do amp-dif é:

$$z_{in(base)} = 2(300)(26{,}2\ \Omega) = 15{,}7\text{ k}\Omega$$

Se o circuito for simulado com o MultiSim, obtém-se as seguintes respostas para os transistores 2N3904:

$$v_{out} = 172\text{ mV}$$
$$z_{in(base)} = 13{,}4\text{ k}\Omega$$

A tensão de saída e a impedância de entrada obtidas com o MultiSim são ligeiramente mais baixas que os valores calculados. Quando se usam tipos específicos de transistores, o MultiSim carrega em todos os tipos os parâmetros do transistor de ordem mais alta que produzem respostas quase exatas. Por isso, temos de usar o computador se precisarmos de alta precisão. Caso contrário, resta nos satisfazer com métodos aproximados de análise.

Exemplo 17–6

Repita o Exemplo 17-4 para $v_2 = 1$ mV e $v_1 = 0$.

SOLUÇÃO Em vez de usarmos a entrada não-inversora, usaremos a entrada inversora. Idealmente, a tensão de saída tem o mesmo módulo, 200 mV, mas ela é invertida. A impedância de entrada é de aproximadamente 15 kΩ.

Exemplo 17–7

Qual a tensão de saída ca na Figura 17-12? Se $\beta = 300$, qual a impedância de entrada do amp-dif?

SOLUÇÃO Idealmente, temos 15 V no resistor de emissor, o que implica uma corrente de cauda (I_T) de:

$$I_T = \frac{15\text{ V}}{1\text{ M}\Omega} = 15\ \mu\text{A}$$

Como a corrente de emissor em cada transistor é metade da corrente de cauda, então:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{7{,}5\ \mu\text{A}} = 3{,}33\text{ k}\Omega$$

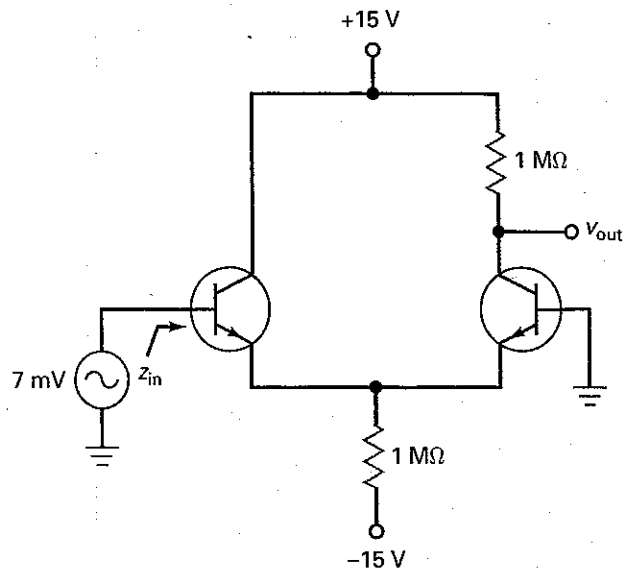
O ganho de tensão para saída com terminação simples é:

$$A_v = \frac{1\text{ M}\Omega}{2(3{,}33\text{ k}\Omega)} = 150$$

A tensão de saída ca é:

$$v_{out} = 150(7\text{ mV}) = 1{,}05\text{V}$$

Figura 17–12 Exemplo.



e a impedância de entrada da base é:

$$z_{in} = 2(300)(3{,}33\ \text{k}\Omega) = 2\ \text{M}\Omega$$

PROBLEMA PRÁTICO 17–7 Repita o Exemplo 17-7 sendo R_E substituído por 500 kΩ.

17-4 Características de Entrada de um Amp-Op

É uma boa aproximação para muitas aplicações considerar a simetria perfeita em um amp-dif. Porém, em aplicações de maior precisão, não podemos mais tratar as duas metades do amp-dif como idênticas. Existem três características nas folhas de dados de todo amp-op que um projetista usa quando necessita de respostas mais precisas. Essas características são a corrente de polarização de entrada (*input bias current*), a corrente de compensação de entrada (*input offset current*) e a tensão de compensação de entrada (*input offset voltage*).

Corrente de Polarização de Entrada

Em um amp-op integrado, o β_{cc} de cada transistor no primeiro estágio é ligeiramente diferente, o que significa que as correntes de base na Figura 17-13 são ligeiramente diferentes. A corrente de polarização de entrada ($I_{n(bias)}$) é definida como a média das correntes cc de base:

$$I_{in(bias)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \tag{17-12}$$

Por exemplo, se $I_{B1} = 90$ nA e $I_{B2} = 70$ nA, a corrente de polarização é:

$$I_{in(bias)} = \frac{90\ \text{nA} + 70\ \text{nA}}{2} = 80\ \text{nA}$$

Com amp-ops bipolares, a corrente de polarização de entrada é tipicamente em nanoampères. Quando um amp-op usa FETs no amp-dif de entrada, a corrente de polarização de entrada é em picoampères.

É BOM SABER

Um amp-op que usa JFETs no amplificador diferencial de entrada e transistores bipolares nos estágios seguintes é denominado de amp-op *bi-FET*.

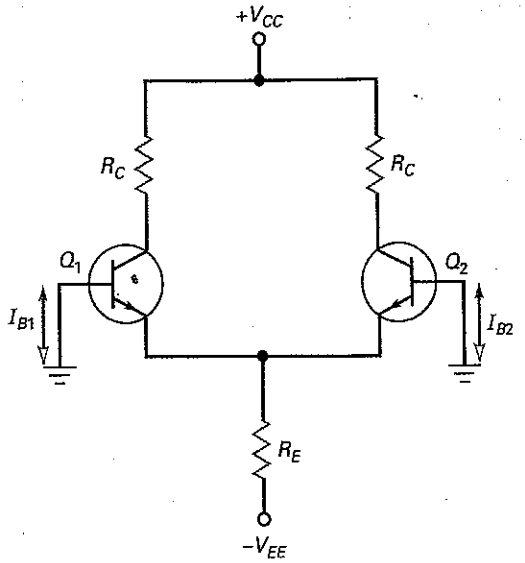


Figura 17–13 Correntes de base diferentes.

A corrente de polarização de entrada percorre as resistências entre a base e GND. Essas resistências podem ser discretas ou ser a resistência de Thévenin das fontes de entrada.

Corrente de *Offset* de Entrada

A **corrente de *offset* de entrada** ($I_{in(off)}$) é definida como a diferença das correntes cc de base:

$$I_{in(corte)} = I_{B1} - I_{B2} \tag{17-13}$$

Essa diferença nas correntes de base indica quanto os transistores estão casados. Se os transistores são idênticos, a corrente de *offset* de entrada é zero porque as duas correntes de base serão iguais. Porém, quase sempre, os dois transistores são ligeiramente diferentes e as duas correntes de base não são iguais.

Como exemplo, suponha que $I_{B1} = 90$ nA e $I_{B2} = 70$ nA. Então:

$$I_{in(off)} = 90 \text{ nA} - 70 \text{ nA} = 20 \text{ nA}$$

O transistor Q_1 tem uma corrente de base que é 20 nA maior que a do transistor Q_2; isso pode causar um problema quando são usadas resistências de base de alto valor.

Correntes de Base e *Offsets*

Rearranjando as Equações (17-12) e (17-13), podemos deduzir as duas equações a seguir para as correntes de base:

$$I_{B1} = I_{in(bias)} + \frac{I_{in(off)}}{2} \tag{17-13a}$$

$$I_{B1} = I_{in(bias)} + \frac{I_{in(off)}}{2} \tag{17-13b}$$

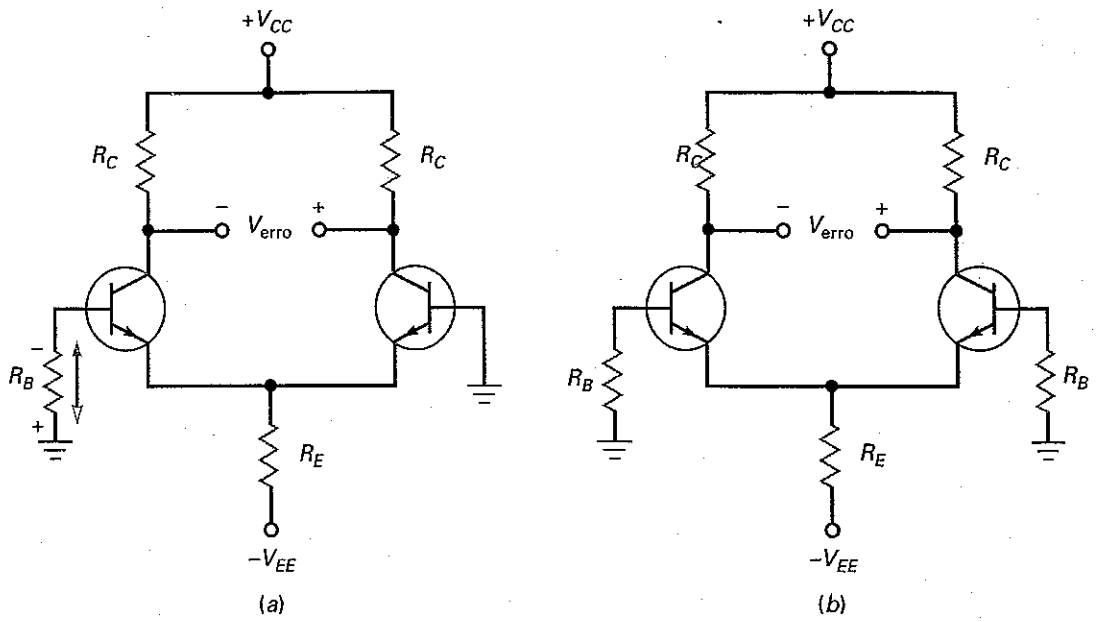
As folhas de dados sempre listam $I_{in(bias)}$ e $I_{in(off)}$, porém não fornecem I_{B1} e I_{B2}. Com essas equações, podemos calcular as correntes de base. Essas equações consideram que I_{B1} é maior que I_{B2}. Se I_{B2} for maior que I_{B1}, faça a transposição das equações.

Efeito da Corrente de Base

Alguns amp-difs são operados com uma resistência de base em apenas um lado, como mostra a Figura 17-14*a*. Em função do sentido da corrente de base, a corrente de base através de T_B produz uma tensão cc na entrada não-inversora de:

$$V_1 = -I_{B1}R_B$$

Figura 17–14 (*a*) O resistor de base produz uma tensão de entrada indesejada; (*b*) uma resistência de base igual no outro lado reduz a tensão de erro.



(*Nota*: As letras maiúsculas são usadas aqui e em outras situações para tensões cc de erro como V_1. Por questão de simplificação, trataremos V_1 como um valor absoluto. Essa tensão tem o mesmo efeito que um genuíno sinal de entrada. Quando esse sinal falso é amplificado, uma tensão cc indesejada V_{erro} aparece na saída, como mostra a Figura 17-14*a*.)

Por exemplo, se uma folha de dados fornece $I_{in(bias)} = 80$ nA e $I_{in(off)} = 20$ nA, as Equações (17-13*a*) e (17-13*b*) nos dão:

$$I_{B1} = 80\text{ nA} + \frac{20\text{ nA}}{2} = 90\text{ nA}$$

$$I_{B2} = 80\text{ nA} + \frac{20\text{ nA}}{2} = 70\text{ nA}$$

Se $R_B = 1\text{k}\Omega$, a entrada não-inversora tem uma tensão de erro de:

$$V_1 = (90\text{ nA})(1\text{ k}\Omega) = 90\mu\text{V}$$

Efeitos da Corrente de *Offset* de Entrada

Uma forma de reduzir a tensão de erro de saída é usando uma resistência de base igual no outro lado do amp-dif, como mostra a Figura 17-14*b*. Nesse caso, temos uma entrada cc diferencial de:

$$V_{in} = I_{B1}R_B - I_{B2}R_B = (I_{B1} - I_{B2})R_B$$

ou

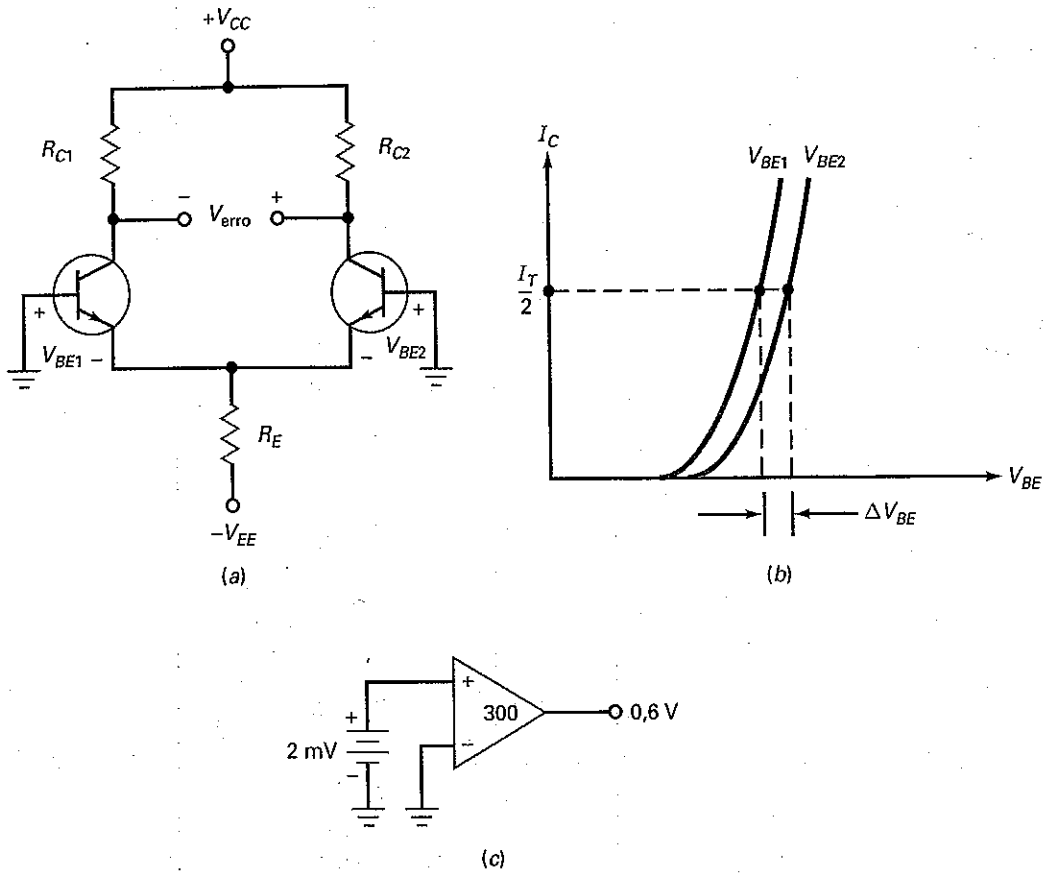
$$\mathbf{V_{in} = I_{in(off)}R_B} \qquad \textbf{(17-14)}$$

Como $I_{in(off)}$ é geralmente menor que 25% de $I_{in(bias)}$, a tensão de erro de entrada é muito menor quando são usados resistores de base iguais. Por essa razão, os projetistas normalmente incluem uma resistência de base igual no lado oposto do amp-dif, como mostra a Figura 17-14*b*.

Por exemplo, se $I_{in(bias)} = 80$ nA e $I_{in(off)} = 20$ nA, então uma resistência de base de 1 kΩ produz uma tensão de erro de entrada de:

$$V_{in} = (20\text{ nA})(1\text{ k}\Omega) = 20\mu\text{V}$$

Figura 17-15 (*a*) Resistores diferentes de coletor produzem tensão de erro quando as bases são aterradas; (*b*) curvas base-emissor diferentes se somam ao erro; (*c*) a tensão de compensação de entrada é equivalente a uma tensão de entrada indesejada.



Tensão de *Offset* de Entrada

Quando um amp-dif é implementado em circuito integrado como o primeiro estágio de um amp-op, as duas metades são quase idênticas, mas não muito. Para começar, as duas resistências de coletor podem ser diferentes, como mostra a Figura 17-15*a*. Por isso, aparece uma tensão de erro na saída.

Uma outra fonte é a diferença entre as curvas V_{BE} dos transistores. Por exemplo, suponha que as duas curvas base-emissor tenha a mesma corrente, como mostra a Figura 17-15*b*. Como as curvas são ligeiramente diferentes, existe uma diferença entre os dois valores de V_{BE}. Essa diferença se soma à tensão de erro. Além de R_C e V_{BE}, outros parâmetros dos transistores podem diferir ligeiramente em cada metade do amp-dif.

A **tensão de *offset* de entrada** é definida como a tensão de entrada que produz a mesma tensão de erro de saída num amp-dif perfeito. Na forma de equação temos:

$$V_{in(off)} = \frac{V_{erro}}{A_v} \tag{17-15}$$

Nessa equação, V_{erro} não inclui os efeitos da polarização de entrada e da corrente de *offset*, porque as duas bases são aterradas quando V_{erro} é medida.

Por exemplo, se um amp-dif tem uma tensão de erro de saída de 0,6 V e um ganho de tensão de 300, a tensão de offset de entrada é:

$$V_{in(off)} = \frac{0,6}{300} = 2\text{mV}$$

A Figura 17-15*c* ilustra a idéia. Uma tensão de compensação de entrada de 2 mV é colocada na entrada de um amp-dif com um ganho de tensão de 300 para produzir uma tensão de erro de 0,6 V.

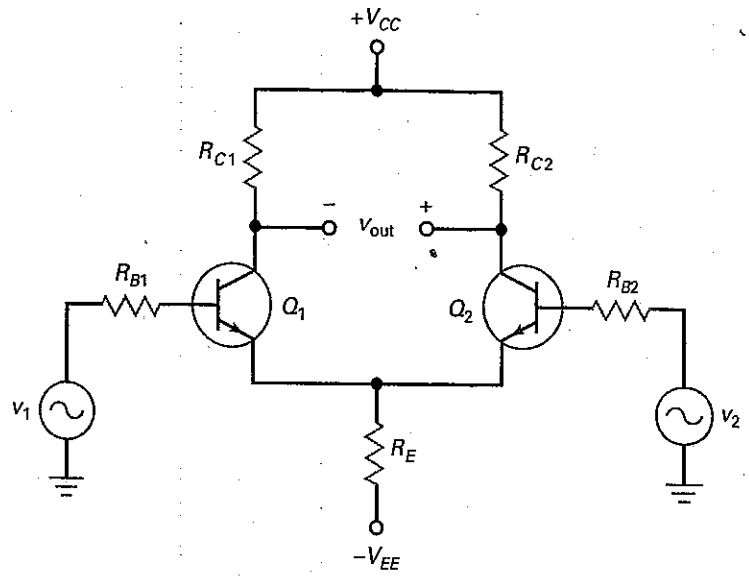


Figura 17–16 A saída do amp-dif inclui o sinal desejado e a tensão de erro.

Efeitos Combinados

Na Figura 17-16, a tensão de saída é a superposição de todos os efeitos de entrada. Para começar, existe uma entrada ca ideal:

$$v_{in} = v_1 - v_2$$

Isso é o que queremos. Essa é a tensão de entrada a partir de duas fontes. Ela é amplificada para produzir a saída ca desejada:

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

Assim, existem três entradas de erro cc indesejadas. Com as Equações (17-13*a*) e (17-13*b*) podemos deduzir essas fórmulas:

$$V_{1erro} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(bias)} \quad \textbf{(17-16)}$$

$$V_{2erro} = (R_{B1} - R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} \quad \textbf{(17-17)}$$

$$V_{3erro} = V_{in(off)} \quad \textbf{(17-18)}$$

A vantagem dessas fórmulas é que elas usam $I_{in(bias)}$ e $I_{in(off)}$, grandezas obtidas da folha de dados. Os três erros cc são amplificados para produzir a tensão de erro de saída:

$$V_{erro} = A_v(V_{1erro} + V_{2erro} + V_{3erro}) \quad \textbf{(17-19)}$$

Em muitos casos, V_{erro} pode ser ignorada. Isso dependerá da aplicação. Por exemplo, se estamos construindo um amplificador ca, V_{erro} pode não ser importante. Apenas quando estamos construindo algum tipo de amplificador cc de precisão é que V_{erro} precisa ser levada em consideração.

Resistências de Base Iguais

Quando os erros de polarização e offset não podem ser ignorados, aqui estão os remédios. Conforme já foi mencionado, uma das primeiras coisas que um projetista pode fazer é usar resistências de base iguais: $R_{B1} = R_{B2} = R_B$. Isso leva as duas metades do amp-dif a um alinhamento mais próximo porque as Equações (17-16) a (17-19) se tornam:

$$V_{1erro} = 0$$

$$V_{2erro} = R_B I_{in(corte)}$$

$$V_{3erro} = V_{in(corte)}$$

Tabela 17-3	Fontes de Tensão de Erro de Saída	
Descrição	**Causa**	**Solução**
Corrente de polarização de entrada	Tensão em um único R_B	Use um R_B igual ao do outro lado
Corrente de offset de entrada	Ganhos de corrente diferentes	Métodos de cancelamento fornecidos nas folhas de dados
Tensão de offset de entrada	R_C e V_{BE} diferentes	Métodos de cancelamento fornecidos nas folhas de dados

Se for necessária uma compensação a mais, a melhor abordagem é usar os *circuitos de cancelamento* sugeridos nas folhas de dados. Os fabricantes otimizam o projeto desses circuitos de cancelamento, os quais devem ser usados se a tensão de erro de saída representar um problema. Discutiremos os circuitos de cancelamento em capítulo posterior.

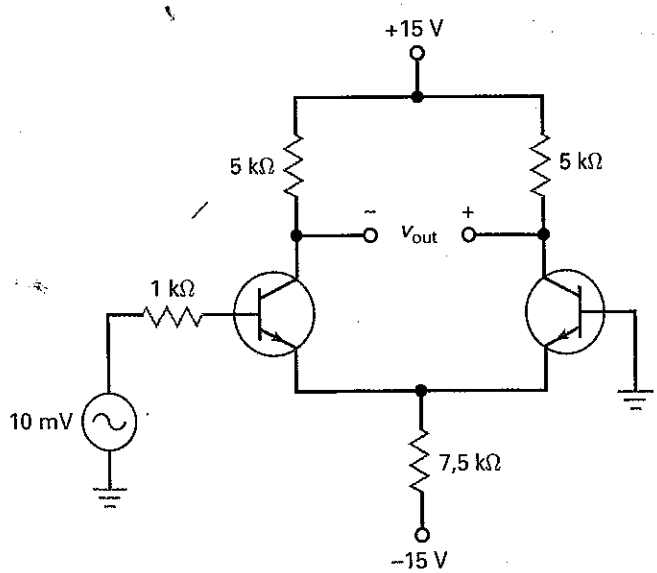
Conclusão

A Tabela 17-3 resume as fontes de tensão de erro de saída. Em muitas aplicações, a tensão de erro de saída é pequena o suficiente para ser ignorada ou não é importante para a aplicação em particular. Em aplicações de precisão, nas quais a tensão cc de saída é importante, alguma forma de cancelamento é usada para eliminar os efeitos da polarização de entrada e o *offset*. Os projetistas geralmente anulam a saída com métodos sugeridos nas folhas de dados do fabricante.

Exemplo 17-8

O amp-dif da Figura 17-17 tem $A_v = 200$, $I_{in(bias)} = 3\ \mu A$, $I_{in(off)} = 0{,}5\ \mu A$ e $V_{in(off)} = 1$ mV. Qual a tensão de erro de saída? Se um resistor de base casado for usado, qual a tensão de erro de saída?

Figura 17-17 Exemplo.



SOLUÇÃO Usando as Equações (17-16) a (17-18):

$$V_{1erro} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(bias)} = (1\,k\Omega)(3\,\mu A) = 3\,mV$$

$$V_{2erro} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (1\,k\Omega)(0,25\,\mu A) = 0,25\,mV$$

$$V_{3erro} = V_{in(corte)} = 1\,mV$$

A tensão de erro de saída é:

$$V_{erro} = 200(3\,mV + 0,25\,mV + 1\,mV+) = 850\,mV$$

Quando uma resistência de base casada de 1 kΩ é usada no lado da entrada inversora,

$$V_{1erro} = 0$$

$$V_{2erro} = R_B I_{in(off)} = (1\,k\Omega)(0,5\,\mu A) = 0,5\,mV$$

$$V_{3erro} = V_{in(off)} = 1\,mV$$

A tensão de erro de saída é:

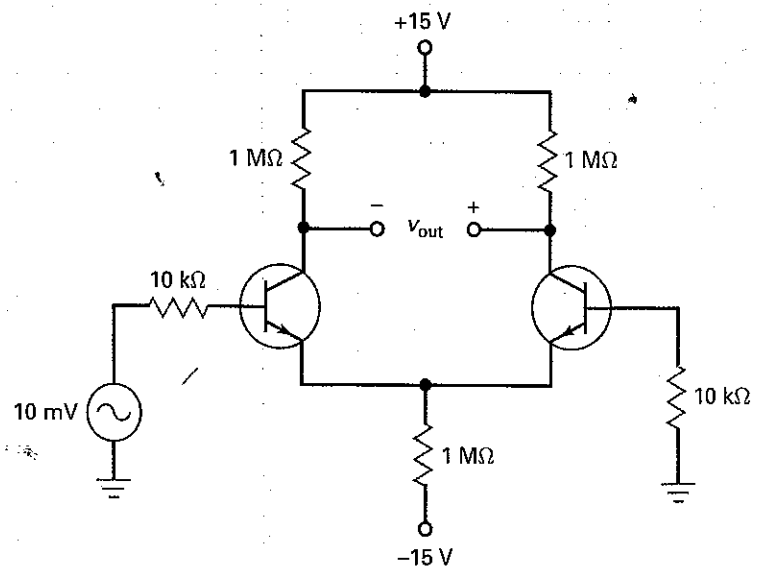
$$V_{erro} = 200(0,5\,mV + 1\,mV) = 300\,mV$$

PROBLEMA PRÁTICO 17-8 Na Figura 17-17, qual a tensão de erro de saída se o amp-dif tem um ganho de tensão de 150?

Exemplo 17-9

O amp-dif da Figura 17-18 tem $A_v = 300$, $I_{in(bias)} = 80$ nA, $I_{in(off)} = 20$ nA e $V_{in(off)} = 5$ mV. Qual a tensão de erro de saída?

Figura 17-18 Exemplo.



SOLUÇÃO O circuito usa resistores de base iguais. Com as equações mostradas anteriormente:

$$V_{1erro} = 0$$

$$V_{2erro} = (10\,k\Omega)(20\,nA) = 0,2\,mV$$

$$V_{3erro} = 5\,mV$$

A tensão de erro de saída total é:

$$V_{erro} = 300(0{,}2\ \text{mV} + 5\ \text{mV}) = 1{,}56\ \text{V}$$

PROBLEMA PRÁTICO 17–9 Repita o Exemplo 17-9 usando $I_{in(off)} = 10$ nA.

17-5 Ganho em Modo Comum

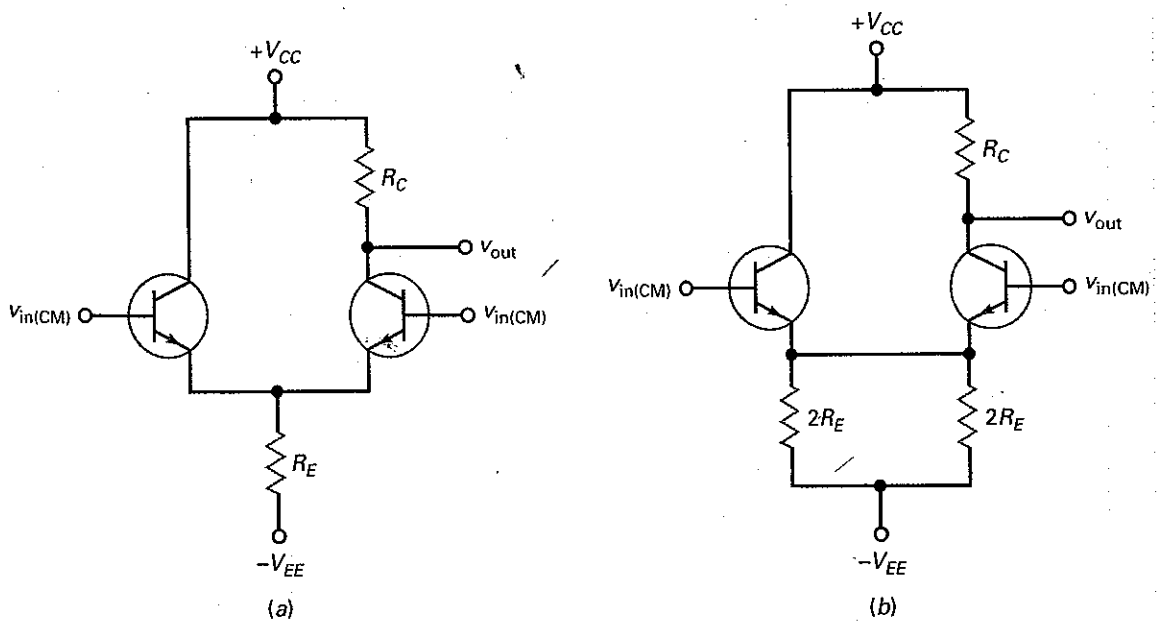
A Figura 17-19*a* mostra uma entrada diferencial e uma saída com terminação simples. A mesma tensão de entrada, $v_{in(CM)}$ é aplicada em cada base. Essa tensão é denominada **sinal em modo comum**. Se o amp-dif for perfeitamente simétrico, não haverá tensão de saída ca com um sinal de entrada em modo comum porque $v_1 = v_2$. Quando um amp-dif não é perfeitamente simétrico, haverá uma pequena tensão de saída ca.

Na Figura 17-19*a*, são aplicadas tensões iguais nas entradas inversora e não-inversora. Ninguém usaria deliberadamente um amp-dif dessa forma, porque a tensão de saída seria idealmente zero. A razão para a discussão desse tipo de entrada é porque a maioria dos sinais indesejados captados como estática e interferência, entre outros, são em modo comum.

Eis como os sinais em modo comum aparecem: os fios de conexão nas entradas das bases agem como pequenas antenas. Se o amp-dif estiver operando em ambientes com muita interferência eletromagnética, cada base agirá como uma pequena antena que capta a tensão do sinal indesejado. Uma das razões do amp-dif ser tão popular é porque ele discrimina esses sinais em modo comum. Em outras palavras, um amp-dif não amplifica sinais em modo comum.

Eis uma forma de determinar o ganho de tensão para um sinal em modo comum: podemos redesenhar o circuito conforme mostra a Figura 17-19*b*. Como as tensões $v_{in(CM)}$ iguais estão presentes simultaneamente nas entradas, praticamente não há corrente no fio entre os emissores. Portanto, podemos remover o fio de conexão, como mostra a Figura 17-20.

Figura 17–19 (*a*) Sinal de entrada em modo comum; (*b*) circuito equivalente.



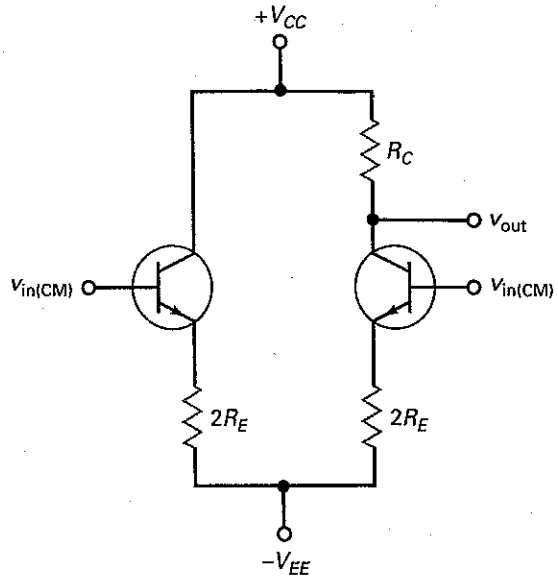


Figura 17-20 O lado direito age como um amplificador com realimentação parcial com entrada em modo comum.

Com um sinal em modo comum, o lado direito do circuito é equivalente a um amplificador EC com uma intensa realimentação parcial. Como R_E é sempre muito maior que r'_e, o ganho de tensão com realimentação parcial é:

$$A_{v(CM)} = \frac{R_C}{2R_E} \tag{17-20}$$

Com valores típicos de R_C e R_E, o ganho de tensão em modo comum é geralmente menor que 1.

Razão de Rejeição em Modo Comum

A **razão de rejeição em modo comum (CMRR** – *common-mode rejection ratio*) é definida como o ganho de tensão dividido pelo ganho de tensão em modo comum. Na forma de equação temos:

$$\mathbf{CMRR} = \frac{A_v}{A_{v(CM)}} \tag{17-21}$$

Por exemplo, se $A_v = 200$ e $A_{v(CM)} = 0{,}5$, CMRR = 400.

Quanto maior o CMRR, melhor. Um alto valor de CMRR significa que o ampdif está amplificando o sinal desejado e discriminando o sinal em modo comum.

As folhas de dados geralmente especificam o CMRR em decibéis, usando a seguinte fórmula para a conversão para decibéis:

$$\mathbf{CMRR_{dB} = 20\log CMRR} \tag{17-22}$$

Como exemplo, se CMRR = 400:

$$\text{CMRR}_{dB} = 20\log 400 = 52\text{ dB}$$

Exemplo 17-10

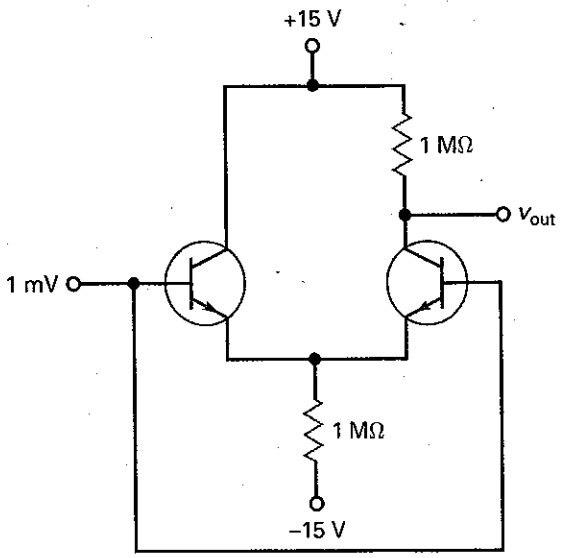
MultiSim

Na Figura 17-21, qual o ganho de tensão em modo comum? E qual a tensão de saída?

SOLUÇÃO Usando a Equação (17-20) temos:

$$A_{v(CM)} = \frac{1\text{ M}\Omega}{2\text{ M}\Omega} = 0{,}5$$

Figura 17–21 Exemplo.



A tensão de saída é:

$$v_{out} = 0{,}5(1\text{ mV}) = 0{,}5\text{ mV}$$

Como podemos ver, o amp-dif atenua (reduz) o sinal em modo comum em vez de amplificá-lo.

PROBLEMA PRÁTICO 17–10 Repita o Exemplo 17-10 substituindo R_E por 2 MΩ.

Exemplo 17–11

Na Figura 17-22, $A_v = 150$, $A_{v(CM)} = 0{,}5$ e $v_{in} = 1$ mV. Se o terminal da base capta um sinal em modo comum de 1 mV, qual a tensão de saída?

SOLUÇÃO A entrada tem duas componentes: o sinal desejado e um sinal em modo comum. Os dois são iguais em amplitude. A componente desejada é amplificada obtendo uma saída de:

$$v_{out1} = 150(1\text{ mV}) = 150\text{ mV}$$

O sinal em modo comum é atenuado obtendo uma saída de:

$$v_{out2} = 0{,}5(1\text{ mV}) = 0{,}5\text{ mV}$$

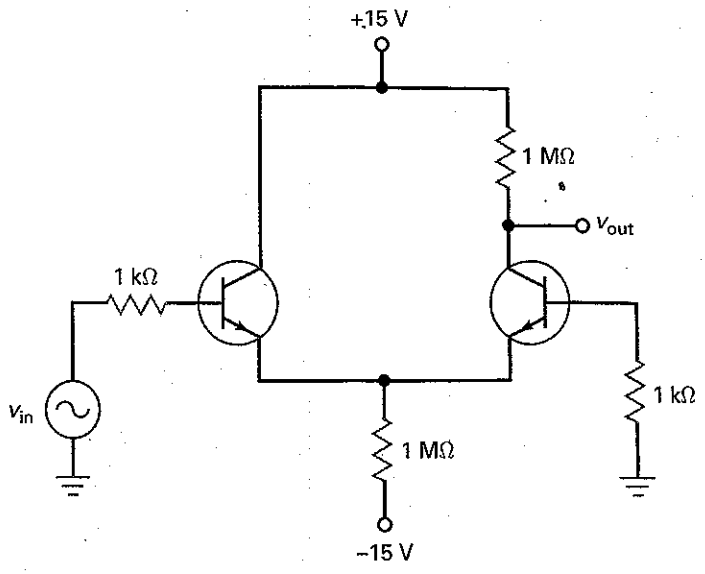
A saída total é a soma dessas duas componentes:

$$v_{out} = v_{out1} + v_{out2}$$

A saída contém as duas componentes, mas a componente desejada é 300 vezes maior que a componente indesejada.

Este exemplo mostra por que o amp-dif é útil como um estágio de entrada de um amp-op. Ele atenua o sinal em modo comum. Essa é uma vantagem distintiva sobre um amplificador EC comum, o qual amplifica um sinal parasita captado da mesma maneira que amplifica o sinal desejado.

Figura 17–22 Exemplo.



PROBLEMA PRÁTICO 17–11 Na Figura 17-22, troque o ganho A_v para 200 e determine a tensão de saída.

Exemplo 17–12

Um CI 741 é um amp-op com $A_v = 200.000$ e $CMRR_{dB} = 90$ dB. Qual o seu ganho de tensão em modo comum? Se o sinal desejado e o de modo comum tiverem um valor de 1 μV, qual a tensão de saída?

SOLUÇÃO

$$CMRR = \text{antilog}\frac{90\text{ dB}}{20} = 31.600$$

Rearranjando a Equação (17-21) temos:

$$A_{v(CM)} = \frac{A_v}{CMRR} = \frac{200.000}{31.600} = 6{,}32$$

A componente de saída desejada é:

$$v_{out1} = 200.000(1\mu V) = 0{,}2V$$

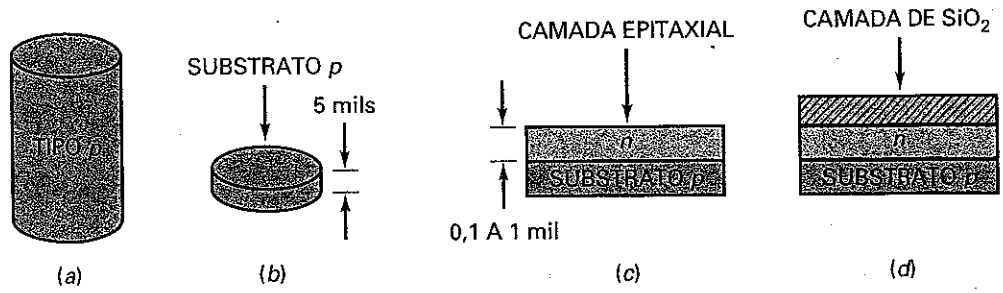
A saída em modo comum é:

$$v_{out2} = 6{,}32(1\mu V) = 6{,}32\mu V$$

Como podemos ver, a saída desejada é muito maior que a saída em modo comum.

PROBLEMA PRÁTICO 17–12 Repita o Exemplo 17-12 usando um amp-op com ganho de 100.000.

Figura 17–23 (*a*) Cristal *p*; (*b*) *wafer*; (*c*) camada epitaxial; (*d*) camada isolante.



17-6 Circuitos Integrados

A invenção do **circuito integrado (CI)** em 1959 foi a principal inovação, porque os componentes passaram a não ser mais discretos: eles foram *integrados*. Isso significa que passaram a ser produzidos e conectados durante o processo de fabricação em um único *chip*, que é uma pequena peça de material semicondutor. Como os componentes são microscopicamente pequenos, o fabricante pode colocar milhares desses componentes integrados no espaço até então ocupado por um único transistor.

A discussão a seguir é uma breve descrição de como um CI é construído. Os atuais processos de fabricação são muito mais complicados, mas essa discussão simplificada proporciona ao leitor a idéia básica que está por trás da confecção de um CI bipolar.

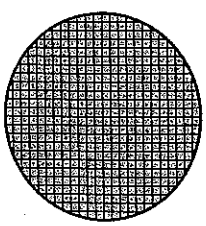
Idéia Básica

Primeiro, o fabricante produz um cristal *p* de vários centímetros de comprimento (Figura 17-23*a*). Esse é então fatiado em placas denominadas *wafers*, como ilustra a Figura 17-23*b*. Uma face do *wafer* é limpa e polida para eliminar as imperfeições da superfície. Esse *wafer* é denominado substrato *p*. Ele será usado como chassi para os componentes integrados. Em seguida, os *wafers* são colocados em um forno. Uma mistura gasosa de átomos de silício e átomos pentavalentes passam sobre os *wafers*. Com isso forma-se uma fina camada de semicondutor tipo *n* na superfície aquecida do substrato (veja a Figura 17-23*c*). Essa fina camada é denominada *camada epitaxial*. Conforme ilustra a Figura 17-23*c*, a camada epitaxial tem uma espessura em torno de 0,1 a 1 mil (2,54 μm a 25,4 μm).

Para evitar a contaminação da camada epitaxial, é soprado sobre a superfície oxigênio puro. Os átomos de oxigênio combinam-se com os átomos de silício formando uma camada de dióxido de silício (SiO_2) na superfície, como mostra a Figura 17-23*d*. Essa camada vitrificada de SiO_2 sela a superfície impedindo outras reações químicas. A selagem de uma superfície dessa forma é conhecida como *passivação*.

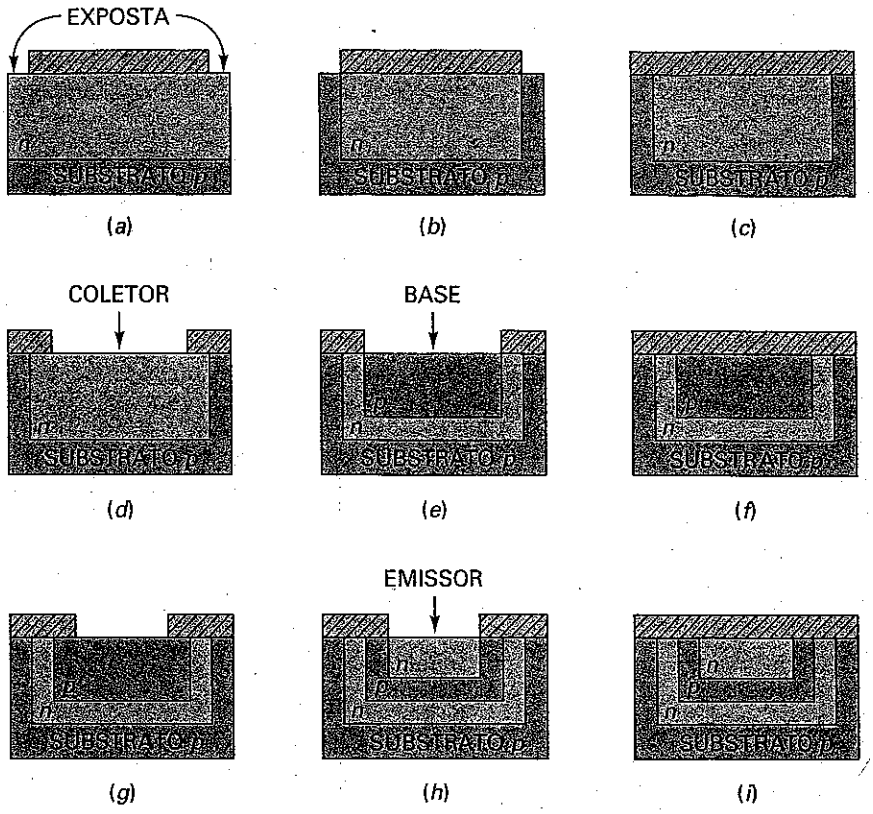
O *wafer* é então cortado em áreas retangulares como ilustra a Figura 17-24. Cada uma dessas áreas se constituirá em um *chip* (pastilha) depois de o *wafer* ser cortado. Mas antes de ser cortado, o fabricante produz centenas de circuitos nele, sendo um em cada *chip* ilustrado na Figura 17-24. Essa produção em massa simultânea é a razão para o baixo custo dos CIs.

Figura 17–24 Corte do *wafer* em *chips*.



Eis como um transistor integrado é construído: uma área da superfície SiO_2 é removida quimicamente, expondo a camada epitaxial (veja a Figura 17-25*a*). Depois o *wafer* é colocado em um forno e átomos trivalentes são difundidos na camada epitaxial. A concentração de átomos trivalentes é suficiente para mudar a camada epitaxial de um material *n* para um material *p*. Portanto, obtemos uma ilha de um material *n* sob a camada de SiO_2 (Figura 17-25*b*). Novamente é soprado oxigênio sobre a superfície para completar a camada de SiO_2, como mostra a Figura 17-25*c*.

Figura 17–25 Etapas na confecção de um transistor.



Em seguida remove-se quimicamente a camada de SiO_2 na parte central. Isso expõe a camada epitaxial *n* (Figura 17-25*d*). O furo na camada SiO_2 é denominado *janela*. Agora estamos observando o que virá a ser o coletor do transistor.

Para obter a base, passamos átomos trivalentes através dessa janela; essas impurezas se difundem na camada epitaxial formando uma ilha de material tipo *p* (Figura 17-25*e*). Em seguida, a camada de SiO2 é reconstituída com o uso de oxigênio sobre o *wafer* (Figura 17-25*f*).

Para formar o emissor, produz-se quimicamente uma janela na camada de SiO_2 expondo a ilha *p* (Figura 17-25*g*). Difundindo átomos pentavalentes na ilha *p*, formamos uma pequena ilha *n*, como mostra a Figura 17-25*h*.

Em seguida fazemos a passivação da estrutura soprando oxigênio sobre o *wafer* (Figura 17-25*i*). Criando janelas na camada de SiO_2, podemos depositar metal para implementar os contatos elétricos com o emissor, a base e o coletor. Com isso temos um transistor integrado, como ilustra a Figura 17-26*a*.

Para obtermos um diodo, seguimos os mesmos passos até o ponto no qual a ilha *p* é formada selando a superfície em seguida (Figura 17-25*f*). Então, criamos janelas para expor as ilhas *p* e *n*. Depositando metal através dessas janelas, construímos os contatos elétricos com o catodo e o anodo do diodo integrado (Figura 17-26*b*). Criando duas janelas acima da ilha *p* da Figura 17-25*f*, implementamos contatos metálicos com essa ilha *p*; isso resulta em um resistor integrado (Figura 17-26*c*).

Figura 17–26 Componentes integrados: (*a*) transistor; (*b*) diodo; (*c*) resistor.

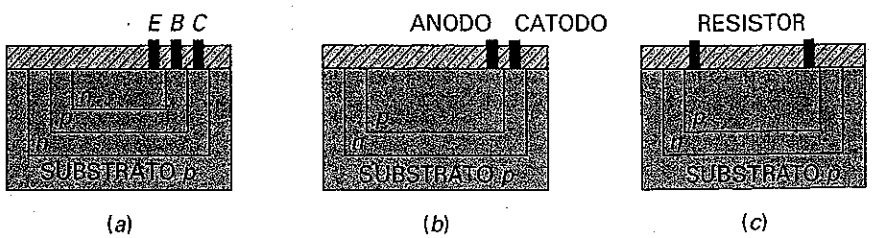
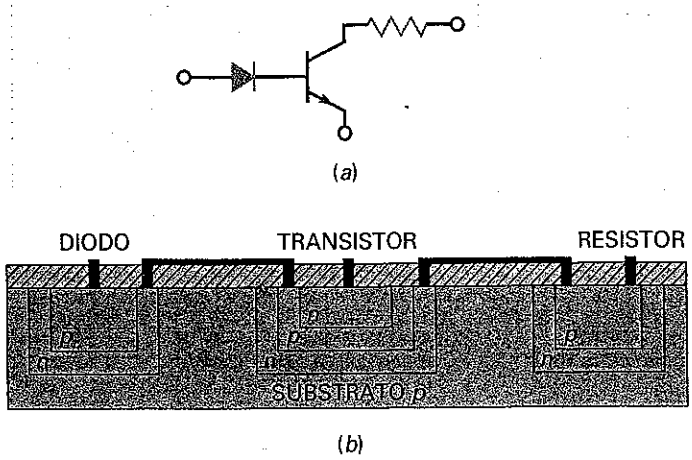


Figura 17-27 CI simples.



Transistores, diodos e resistores são fabricados facilmente em um *chip*. Por isso, quase todos os circuitos integrados (CIs) usam esses componentes. Os indutores e os capacitores grandes não são fáceis de serem implementados de maneira integrada na superfície de um *chip*.

Um Exemplo Simples

Para você ter uma idéia de como um circuito é produzido, observe o circuito simples de três componentes da Figura 17.27*a*. Para fabricá-lo, produzimos simultaneamente centenas de circuitos como esse numa fatia. Cada área no *chip* se assemelha à Figura 17.27*b*. O diodo e o resistor são formados como mencionamos anteriormente. No passo seguinte, é formado o emissor. Em seguida, criamos janelas e depositamos metal para conectar o diodo, o transistor e o resistor, como mostra a Figura 17.27*b*.

Independentemente da complexidade de um circuito, sua produção consiste, principalmente, em um processo de criação de janelas, formação de ilhas *p* e *n* e conexão dos componentes integrados. O substrato *p* isola os componentes integrados entre si. Na Figura 17.27*b*, existem camadas de depleção entre o substrato *p* e as três ilhas *n* que fazem fronteira com ele. Devido às camadas de depleção não terem basicamente portadores de corrente, os componentes integrados são isolados um do outro. Esse tipo de isolamento é conhecido como *isolamento por camada de depleção.*

Tipos de CIs

Os circuitos integrados que descrevemos são chamados de **CIs monolíticos**. A palavra *monolítico* vem do grego e significa "uma única pedra". A palavra é adequada porque os componentes fazem parte de um único *chip*. Os CIs monolíticos são os tipos mais comuns de circuitos integrados. Desde que foram inventados, os fabricantes produzem CIs monolíticos para realizar todos os tipos de funções.

Os tipos disponíveis comercialmente podem ser utilizados como amplificadores, reguladores de tensão, circuitos *crowbars* (alavancas), receptores AM, circuitos de TV e circuitos de computadores. Porém, os CIs monolíticos têm limitações de potência. Como a maioria dos CIs monolíticos é aproximadamente do tamanho de um transistor de pequeno sinal discreto, eles são usados em aplicações de baixa potência.

Quando for necessária uma potência maior, você pode utilizar CIs de *filme fino* e *de filme grosso*. Esses dispositivos são maiores do que os CIs monolíticos, mas menores do que os circuitos discretos. Com os CIs de filme fino ou de filme grosso, os componentes passivos, tais como resistores e capacitores, são integrados, mas os transistores e diodos são conectados como componentes discretos para formar um circuito completo. Portanto, os circuitos de filme fino e grosso disponíveis comercialmente são combinações de componentes integrados e discretos.

Um outro CI utilizado em aplicações de alta potência é o **CI híbrido**. Os CIs híbridos combinam dois ou mais CIs monolíticos em um encapsulamento, ou então combinam CIs monolíticos com circuito de filme fino ou de filme grosso. Os CIs híbridos são largamente utilizados em amplificadores de áudio de alta potência com potências de 5 W a mais de 50 W.

Níveis de Integração

A Figura 17-27*b* apresenta um exemplo de *integração em pequena escala* (*SSI – small-scale integration*); foram integrados apenas alguns componentes para formar um circuito completo. SSI se refere a CIs com menores de 12 componentes integrados. A maioria dos *chips* SSI utiliza resistores, diodos e transistores bipolares integrados.

A *integração em média escala* (*MSI – médium-scale integration*) se refere a CIs que têm de 12 a 100 componentes integrados por *chip*. Os transistores bipolares ou MOS (MOSFETs de modo intensificação) podem ser utilizados como os transistores integrados de um CI. A maioria dos *chips* MSI utiliza também componentes bipolares.

A *integração em larga escala* (*LSI – large-scale integration*) se refere a CIs com mais de 100 componentes. Como são necessários menos passos para fazer um transistor MOS integrado, um fabricante pode produzir mais desses transistores em um *chip* do que transistores bipolares.

A *integração em escala muito ampla* (*VLSI – very large scale integration*) se refere à colocação de milhares (ou centenas de milhares) de componentes em um único *chip*. Quase todos os *chips* modernos empregam a tecnologia VLSI.

Finalmente, existe a integração em escala ultra-ampla (*ULSI – ultra large scale integration*), que se refere à colocação de mais de 1 milhão de componentes em um único *chip*. O microprocessador Pentium 4 da Intel usa essa tecnologia. Diversas versões desse microprocessador foram desenvolvidas, e a versão P4 Prescott da Intel contém aproximadamente 125 milhões de transistores. As expectativas atuais são de se conseguir colocar 1 bilhão de componentes em um *chip* por volta do ano 2011. O crescimento exponencial normalmente conhecido como lei de Moore será desafiado dessa vez. Entretanto, novas tecnologias, como a nanotecnologia, permitirá que o crescimento continuado aconteça.

É BOM SABER

O conceito de espelho de corrente é usado em amplificadores *push-pull* classe B, no qual os diodos de compensação na base casam as junções base-emissor dos transistores *push-pull*.

17-7 Espelho de Corrente

Com os CIs, existe uma forma de aumentar o ganho de tensão e a CMRR de um amp-dif. A Figura 17-28*a* mostra um **diodo de compensação** em paralelo com o diodo emissor de um transistor. A corrente através do resistor é dada por:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \tag{17-23}$$

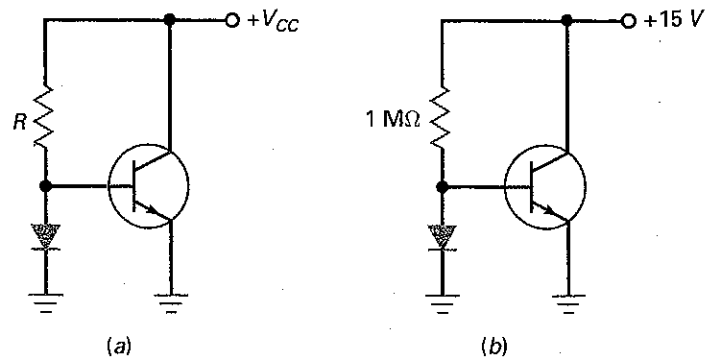


Figura 17-28 Espelho de corrente.

Se o diodo de compensação e o diodo emissor tiverem curvas tensão-corrente idênticas, a corrente de coletor será igual à corrente através do resistor:

$$I_C = I_R \tag{17-24}$$

Um circuito como o da Figura 17-28*a* é denominado **espelho de corrente**, porque a corrente do coletor é uma imagem da corrente no resistor. Com CIs, é relativamente fácil casar as características do diodo de compensação com a do diodo emissor, porque os dois componentes estão no mesmo *chip*. Espelhos de corrente são usados como fontes de corrente e cargas ativas no projeto de CIs amp-ops.

Espelho de Corrente Fornecendo a Corrente de Cauda

Com uma saída com terminação simples, o ganho de tensão de um amp-dif é $R_C/2r'_e$) e o ganho de tensão em modo comum é $R_C/2R_E$. Com a relação entre os dois ganhos obtemos:

$$\text{CMRR} = \frac{R_E}{r'_e}$$

Quanto maior fizermos R_E, maior a CMRR.

Uma forma de obtermos um R_E equivalente alto é usar um espelho de corrente para produzir a corrente de cauda, como mostra a Figura 17-29. A corrente através do diodo de compensação é:

$$I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R} \tag{17-25}$$

Por causa do espelho de corrente, a corrente de cauda tem o mesmo valor. Como Q_4 age como uma fonte de corrente, ele tem uma impedância de saída muito alta. Como resultado, o R_E equivalente do amp-dif é centenas de megahoms e a CMRR é sensivelmente melhorada.

Carga Ativa

O ganho de tensão de um amp-dif é $R_C/2r'_e$. Quanto maior o valor de R_C, maior o ganho de tensão. A Figura 17-30 mostra um espelho de corrente usado como um **resistor de carga ativa**. Como Q_6 é um fonte de corrente *pnp*, Q_2 "vê" um R_C equivalente que é centenas de megahoms. Como resultado, o ganho de tensão é muito maior com uma carga ativa do que com um resistor comum. Uma carga ativa como essa é usada na maioria dos amp-ops.

Figura 17–29 Espelho de corrente fornecendo a corrente de cauda.

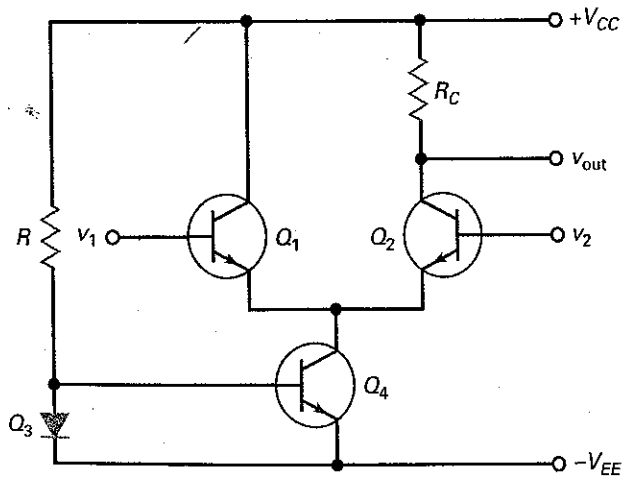
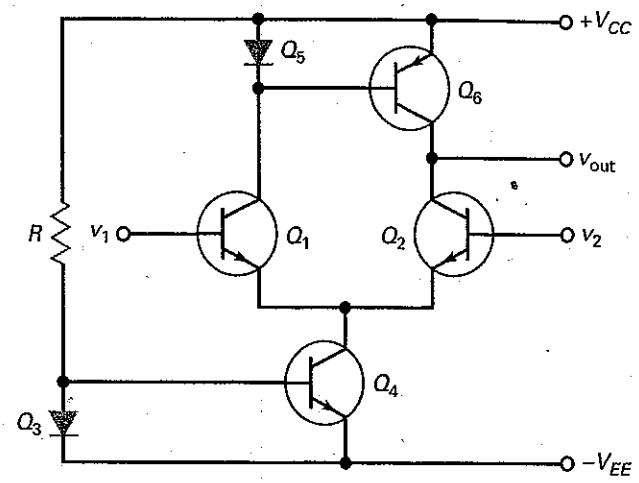


Figura 17–30 O espelho de corrente é uma carga ativa.



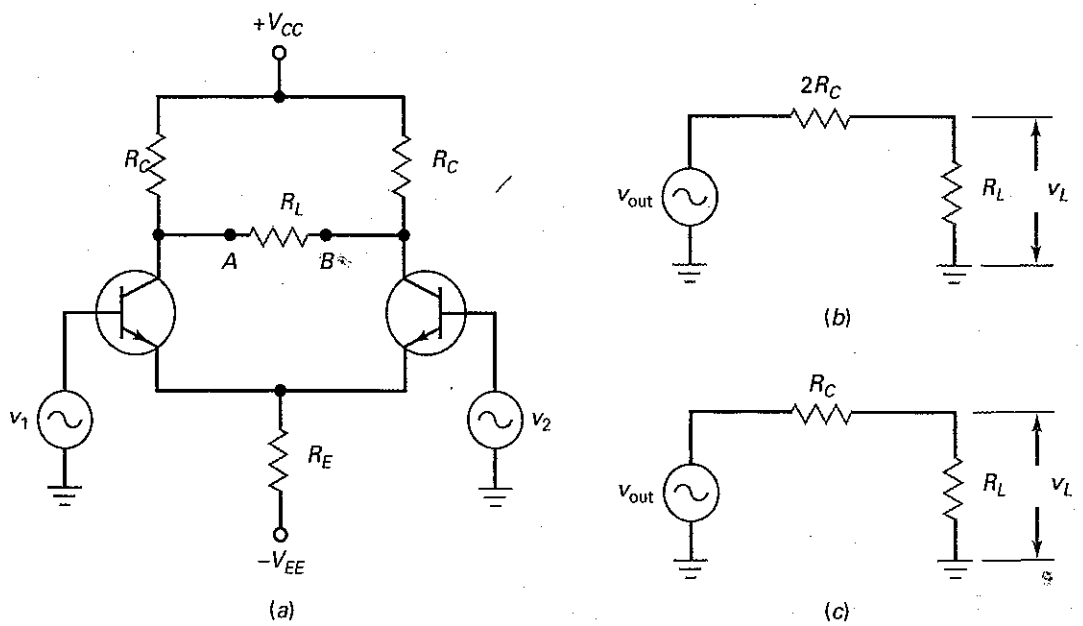
17-8 Amp-Dif com Carga

Nas discussões anteriores sobre amp-dif, não usamos um resistor de carga. Quando um resistor de carga é utilizado, a análise torna-se muito mais complicada, especialmente com uma saída diferencial.

A Figura 17-31*a* mostra uma saída diferencial com um resistor de carga entre os coletores. Existem algumas formas de calcular o efeito que esse resistor de carga tem na tensão de saída. Se tentarmos fazer esse cálculo com as equações de malha de Kirchhoff, teremos um problema bastante difícil. Mas com o teorema de Thévenin, o problema é solucionado rapidamente.

Vejamos como isso é feito: se abrirmos a resistência de carga na Figura 17-31*a*, a tensão de Thévenin é a mesma que o v_{out} calculado em discussões anteriores. Além disso, observando os terminais *AB* abertos com todas as fontes zeradas, vemos a resistência de Thévenin de $2R_C$. (*Nota*: Em razão de os transistores serem fontes de corrente, eles são vistos como circuitos abertos.)

Figura 17–31 (*a*) Amp-dif com resistor de carga; (*b*) circuito equivalente de Thévenin para a saída diferencial; (*c*) circuito equivalente de Thévenin para saída com terminação simples.

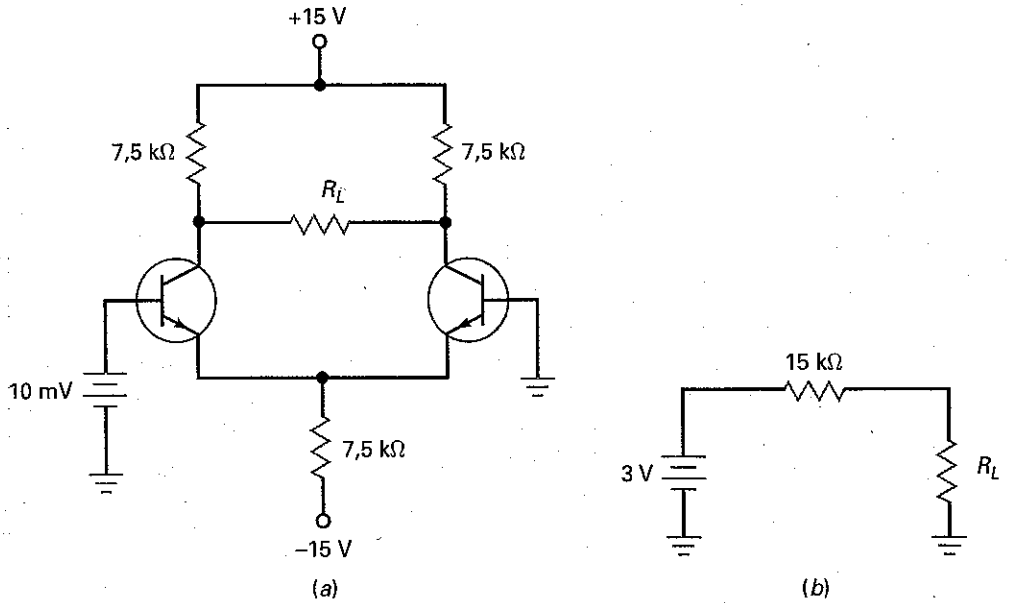


A Figura 17-31*b* mostra o circuito equivalente de Thévenin. A tensão de saída ca v_{out} é a mesma discutida em seções anteriores. Após o cálculo de v_{out}, a determinação da tensão de carga é fácil porque tudo o que precisamos é da lei de Ohm. Se um amp-dif tem uma saída com terminação simples, o circuito equivalente de Thévenin se simplifica para o da Figura 17-31*c*.

Exemplo 17–13

Qual a tensão de carga na Figura 17-32*a*, quando $R_L = 15\ k\Omega$?

Figura 17–32 Exemplo.



SOLUÇÃO Idealmente, a corrente de cauda é 2 mA, a corrente de emissor é 1 mA e $r'_e = 25\ \Omega$. O ganho de tensão sem carga é:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{7{,}5\ k\Omega}{25\ \Omega} = 300$$

A tensão de Thévenin ou tensão de saída sem carga é:

$$v_{out} = A_v(v_1) = 300(10\ mV) = 3V$$

A resistência de Thévenin é:

$$R_{TH} = 2R_C = 2(7{,}5\ k\Omega) = 15\ k\Omega$$

A Figura 17-32*b* é o circuito equivalente de Thévenin. Com uma resistência de carga de 15 kΩ, a tensão de carga é:

$$v_L = 0{,}5(3\ V) = 1{,}5\ V$$

PROBLEMA PRÁTICO 17–13 Na Figura 17-32*a*, determine a tensão na carga quando $R_L = 10\ k\Omega$.

Exemplo 17-14

MultiSim

Um amperímetro é usado como resistência de carga na Figura 17-32*a*. Qual a corrente através do amperímetro?

SOLUÇÃO Na Figura 17-32*b*, a resistência de carga é idealmente zero e a corrente de carga é:

$$i_L = \frac{3\text{ V}}{15\text{ k}\Omega} = 0{,}2\text{ mA}$$

Sem o teorema de Thévenin, seria um problema muito difícil de resolver.

PROBLEMA PRÁTICO 17-14 Repita o Exemplo 17-14 considerando a tensão de entrada de 20 mV.

Resumo

SEÇÃO 17-1 O AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Um amp-dif é o estágio de entrada típico de um amp-op. Ele não possui capacitores de acoplamento e desvio (*bypass*), por isso, não tem freqüência de corte inferior. O tipo de entrada pode ser diferencial, não-inversora ou inversora. A saída pode ser com terminação simples ou diferencial.

SEÇÃO 17-2 ANÁLISE CC DE UM AMP-DIF

O amp-dif usa polarização do emissor com fonte simétrica para produzir a corrente de cauda. Quando um amp-dif é perfeitamente simétrico, cada corrente de emissor é metade da corrente de cauda. Idealmente, a tensão no resistor de emissor é igual a tensão de alimentação negativa.

SEÇÃO 17-3 ANÁLISE CA DE UM AMP-DIF

Como a corrente de cauda é idealmente constante, um aumento na corrente de emissor de um transistor produz uma diminuição na corrente de emissor do outro transistor. Com uma saída diferencial, o ganho de tensão é R_C/R'_e. Com uma saída com terminação simples, o ganho de tensão é metade do caso anterior.

SEÇÃO 17-4 CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA DE UM AMP-OP

Três características de entrada importantes de um amp-op são: a corrente de polarização de entrada, a corrente de *offset* de entrada e a tensão de *offset* de entrada. A polarização de entrada e as correntes de *offset* produzem uma tensão de erro de entrada indesejada quando elas percorrem os resistores de base. A tensão de compensação de entrada é um erro de entrada equivalente produzido pelas diferenças em R_C e V_{BE}.

SEÇÃO 17-5 GANHO EM MODO COMUM

A maior parte da estática, interferência e outros tipos de captação eletromagnética são sinais em modo comum. O amp-dif discrimina sinais em modo comum. A CMRR (razão de rejeição em modo comum) é o ganho de tensão dividido pelo ganho em modo comum. Quanto maior a CMRR, melhor.

SEÇÃO 17-6 CIRCUITOS INTEGRADOS (CIs)

Os CIs monolíticos são funções de circuito completas em um único *chip* tais como amplificadores, reguladores de tensão e circuitos de computadores. Para aplicações de alta potência, podem ser usados CIs de filme fino, filme grosso e híbridos. SSI se refere a CIs com até 12 componentes, MSI corresponde a uma quantidade de componentes entre 12 e 100, LSI corresponde a uma quantidade de componentes maior que 100, VLSI se refere a mais de 1000 componentes e ULSI se refere a mais de 1 milhão de componentes.

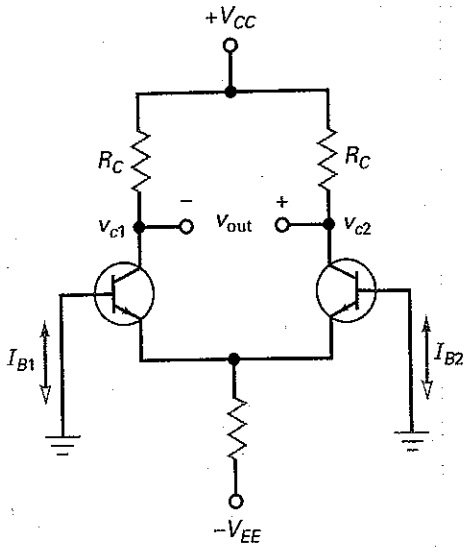
SEÇÃO 17-7 ESPELHO DE CORRENTE

O espelho de corrente é usado em CIs, porque é uma forma conveniente de criar fontes de corrente e cargas ativas. As vantagens do uso de espelhos de corrente são os aumentos do ganho de tensão e da CMRR.

SEÇÃO 17-8 AMP-DIF COM CARGA

Quando uma resistência de carga é usada com um amp-dif, a melhor abordagem é o uso do teorema de Thévenin para calcular a tensão de saída ca (v_{out}), conforme foi discutido em seções anteriores. Essa tensão é igual à tensão de Thévenin. A resistência de Thévenin para uma saída diferencial é $2R_C$ e para uma saída com terminação simples é R_C.

Definições



(17-1) Saída diferencial:

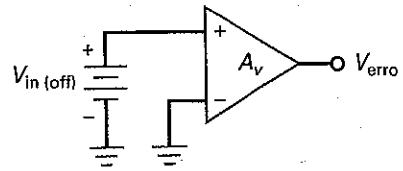
$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1}$$

(17-12) Corrente de polarização de entrada:

$$I_{in(bias)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} =$$

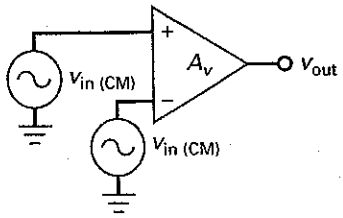
(17-13) Corrente de offset de entrada:

$$I_{in(off)} = I_{B1} - I_{B2}$$



(17-15) Tensão de offset de entrada:

$$V_{in(off)} = \frac{V_{erro}}{A_V}$$



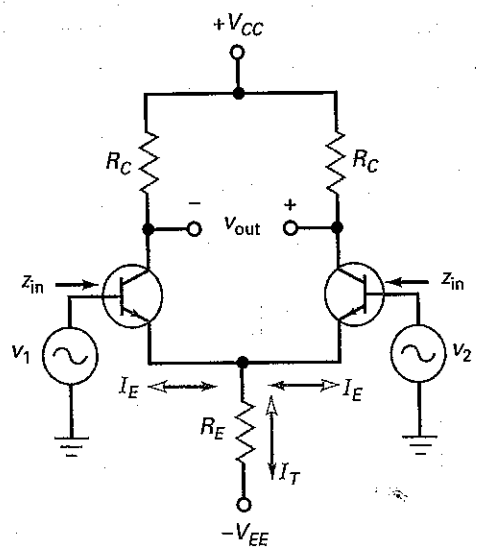
(17-21) Razão de rejeição em modo comum (CMRR):

$$\text{CMRR} = \frac{A_V}{A_{V(CM)}}$$

(17-22) CMRR em decibel:

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log \text{CMRR}$$

Derivações



(17-2) Saída diferencial:

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

(17-5) Corrente de cauda:

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E}$$

(17-6) Corrente de emissor:

$$I_E = \frac{I_T}{2}$$

(17-9) Saída com terminação simples:

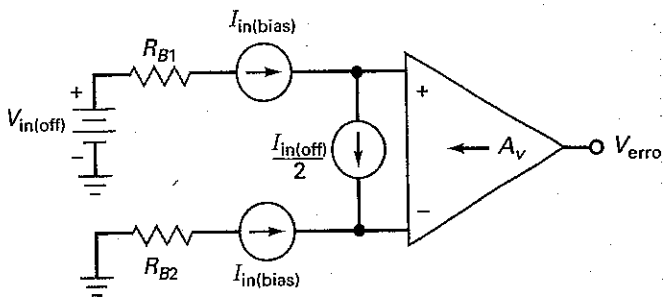
$$A_v = \frac{R_C}{2r'_e}$$

(17-10) Saída diferencial:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e}$$

(17-11) Impedância de entrada:

$$Z_{in} = 2\beta r'_e$$



(17-16) Primeira tensão de erro:

$$V_{1erro} = (R_{B1} - R_{B2})\, I_{in(bias)}$$

(17-17) Segunda tensão de erro:

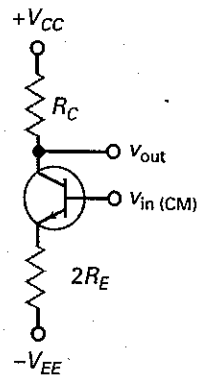
$$V_{2erro} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2}$$

(17-18) Terceira tensão de erro:

$$V_{3erro} = V_{in(off)}$$

(17-19) Tensão de erro de saída total:

$$V_{erro} = A_V(V_{1erro} + V_{2erro} + V_{3erro})$$



(17-20) Ganho de tensão em modo comum:

$$A_{v(CM)} = \frac{R_C}{2R_E}$$

Atividades para o Estudante

1. **Cls monolíticos são**
   a. Formas de circuitos discretos
   b. Cls de um único *chip*
   c. Uma combinação de circuitos de filme fino com circuitos de filme grosso
   d. Denominados também de Cls híbridos
2. **O amp-op pode amplificar**
   a. Apenas sinais ca
   b. Apenas sinais cc
   c. Sinais cc e ca
   d. Nenhum dos dois sinais (cc e ca)
3. **Componentes são soldados juntos em**
   a. Circuitos discretos
   b. Circuitos integrados
   c. SSI
   d. Cls monolíticos
4. **A corrente de cauda de um amp-dif é**
   a. Metade da corrente de coletor
   b. Igual à corrente de coletor
   c. Duas vezes a corrente de coletor
   d. Igual à diferença entre as correntes de base
5. **A tensão de nó na parte superior do resistor de cauda é aproximadamente**
   a. A tensão de alimentação do coletor
   b. Zero
   c. A tensão de alimentação do emissor
   d. A corrente de cauda vezes a resistência de base
6. **A corrente de compensação de entrada é igual à**
   a. Diferença entre as duas correntes de base
   b. Média entre as duas correntes de base
   c. Corrente de coletor dividida pelo ganho de corrente
   d. Diferença entre as duas tensões base-emissor
7. **A corrente de cauda é igual à**
   a. Diferença entre as duas correntes de emissor
   b. Soma das duas correntes de emissor
   c. Corrente de coletor dividida pelo ganho de corrente
   d. Tensão de coletor dividida pela resistência de coletor
8. **O ganho de tensão de um amp-dif com uma saída diferencial sem carga é igual a RC dividido por**
   a. R'_e c. $2R'_e$
   b. $R'_e/2$ d. R_E
9. **A impedância de entrada de um amp-dif é igual a R'_e vezes**
   a. 0
   b. R_C
   c. R_E
   d. 2β
10. **Um sinal cc tem uma freqüência de**
    a. 0 Hz
    b. 60 Hz
    c. 0 a mais de 1 MHz
    d. 1 MHz
11. **Quando os dois terminais de entrada de um amp-dif são aterrados,**
    a. As correntes de base são iguais
    b. As correntes de coletor são iguais
    c. Geralmente existe uma tensão de erro
    d. A tensão de saída é zero
12. **Uma fonte da tensão de erro de saída é**
    a. A corrente de polarização
    b. A diferença entre os resistores de coletor
    c. Corrente de cauda
    d. O ganho de tensão em modo comum
13. **Um sinal em modo comum é aplicado**
    a. Na entrada não-inversora
    b. Na entrada inversora
    c. Nas duas entradas
    d. Na parte superior do resistor de cauda
14. **O ganho de tensão em modo comum é**
    a. Menor que o ganho de tensão
    b. Igual ao ganho de tensão
    c. Maior que o ganho de tensão
    d. Nenhuma das opções anteriores
15. **O estágio de entrada de um amp-op é geralmente um**
    a. Amp-dif
    b. Amplificador push-pull classe B
    c. Amplificador EC
    d. Amplificador com realimentação parcial
16. **A cauda de um amp-dif atua como**
    a. Uma bateria
    b. Uma fonte de corrente
    c. Um transistor
    d. Um diodo

17. O ganho de tensão em modo comum de um amp-dif é igual a RC dividido por
   a. R'_e
   b. $R'_e/2$
   c. $2R'_e$
   d. $2R_E$
18. Quando as duas bases são aterradas em um amp-dif, a tensão em cada diodo emissor é
   a. Zero
   b. 0,7 V
   c. A mesma
   d. Alta
19. A razão de rejeição em modo comum é
   a. Muito baixa
   b. Normalmente expressa em decibéis
   c. Igual ao ganho de tensão
   d. Igual ao ganho de tensão em modo comum
20. O estágio de entrada típico de um amp-op tem
   a. Uma entrada com terminação simples e uma saída também com terminação simples
   b. Uma entrada com terminação simples e uma saída diferencial
   c. Uma entrada diferencial e uma saída com terminação simples
   d. Uma entrada diferencial e uma saída também diferencial
21. A corrente de offset de entrada é geralmente
   a. Menor que a corrente de polarização de entrada
   b. Igual a zero
   c. Menor que a tensão de offset de entrada
   d. Não é significativa quando é usado um resistor de base
22. Com as duas bases aterradas, o único parâmetro de offset que produz um erro é
   a. A corrente de *offset* de entrada
   b. A corrente de polarização de entrada
   c. A tensão de *offset* de entrada
   d. β
23. O ganho de tensão de um amp-dif com carga é
   a. Maior que o ganho de tensão sem carga
   b. Igual a $\frac{R_C}{r'_e}$
   c. Menor que o ganho de tensão sem carga
   d. Impossível determinar

Problemas

SEÇÃO 17-2 ANÁLISE CC DE UM AMP-DIF

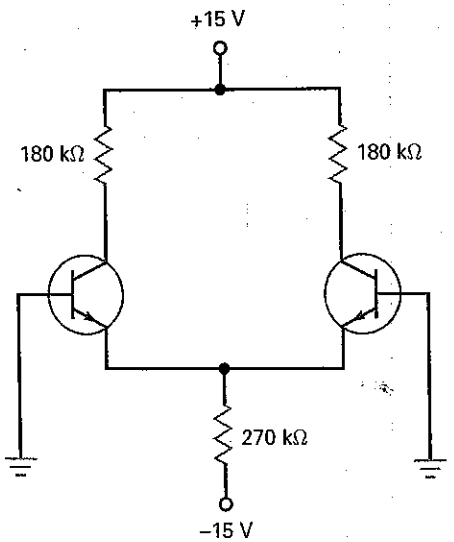
17-1 Quais são as correntes e tensões ideais na Figura 17-33?

17-2 **MultiSim** Repita o Problema 17-1 usando a segunda aproximação.

17-3 Quais são as correntes e tensões ideais na Figura 17-34?

17-4 **MultiSim** Repita o Problema 17-3 usando a segunda aproximação.

Figura 17-33



SEÇÃO 17-3 ANÁLISE CA DE UM AMP-DIF

17-5 Na Figura 17-35, qual a tensão de saída ca? Se $\beta = 275$, qual a impedância de entrada do amp-dif? Use a aproximação ideal para obter a corrente de cauda.

17-6 Repita o Problema 17-5 usando a segunda aproximação.

17-7 Repita o Problema 17-5 aterrando a entrada não-inversora e usando uma entrada de $v_2 = 1$ mV

SEÇÃO 17-4 CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA DE UM AMP-OP

17-8 O amp-dif da Figura 17-36 tem $A_v = 360$, $I_{in(bias)} = 600$ nA, $I_{in(off)} = 100$ nA e $V_{in(off)} = 1$ mV. Qual a tensão de erro de saída? Se for usado um resistor de base casado, qual a tensão de erro de saída?

17-9 O amp-dif da Figura 17-36 tem $A_v = 250$, $I_{in(bias)} = 1$ μA, $I_{in(off)} = 200$ nA e $V_{in(off)} = 5$ mV. Qual a tensão de erro de saída? Se for usado um resistor de base casado, qual a tensão de erro de saída?

SEÇÃO 17-5 GANHO EM MODO COMUM

17-10 Qual o ganho de tensão em modo comum na Figura 17-37? Se uma tensão em modo comum de 20 μV está presente nas duas bases, qual a tensão de saída em modo comum?

17-11 Na Figura 17-37, $v_{in} = 2$ mV e $v_{in(CM)} = 5$ mV. Qual a tensão de saída ca?

17-12 Um 741C é um amp-op com $A_v = 100.000$ e um $CMRR_{dB} = 70$ dB. Qual o ganho de tensão em modo comum? Se um sinal desejado e um sinal em modo comum tiverem cada um 5 μV, qual a tensão de saída?

17-13 Se as tensões de alimentação forem reduzidas para +10 V e −10 V, qual a razão de rejeição em modo comum na Figura 17-37? Expresse a resposta em decibéis.

17-14 A folha de dados de um amp-op fornece $A_v = 150.000$ e CMRR = 85 dB. Qual o ganho de tensão em modo comum?

SEÇÃO 17-8 AMP-DIF COM CARGA

17-15 Uma resistência de carga de 27 kΩ é conectada na saída diferencial do circuito na Figura 17-36. Qual a tensão na carga?

17-16 Qual a corrente na carga considerando o circuito na Figura 17-36, se um amperímetro for colocado na saída?

Figura 17-34

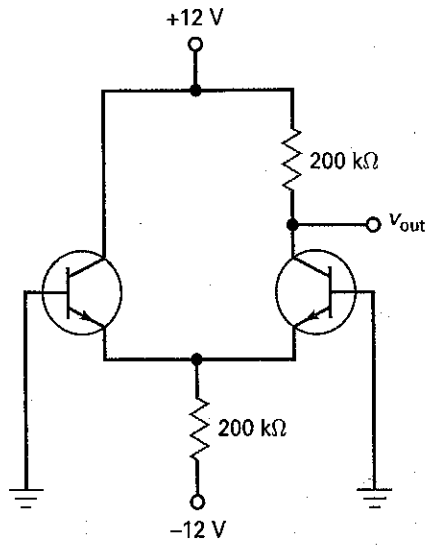


Figura 17-36

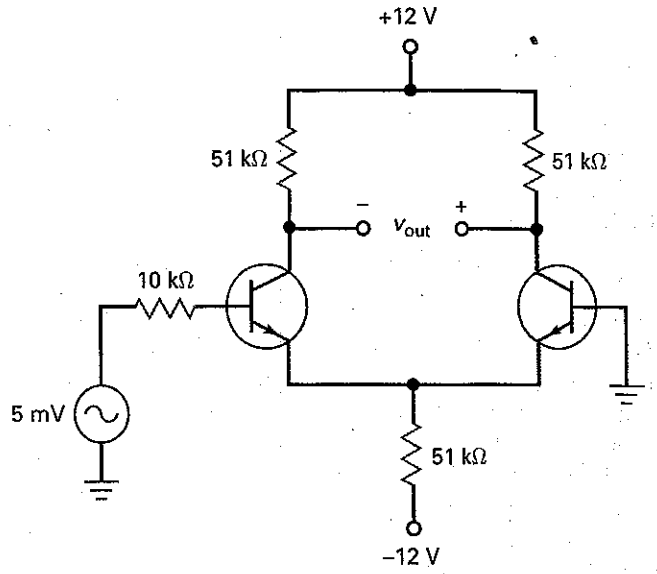


Figura 17-35

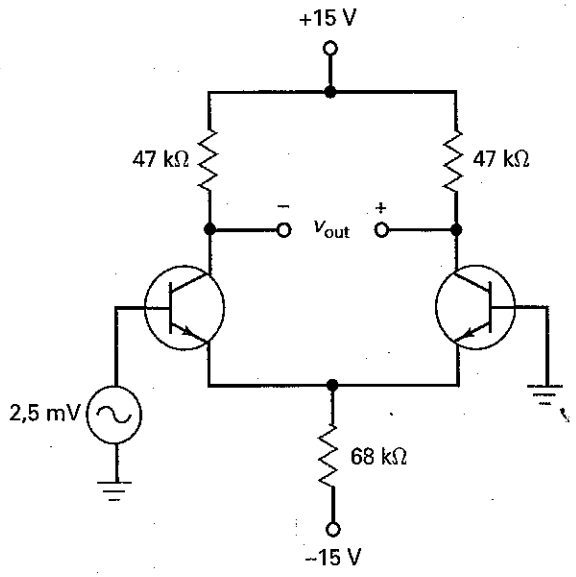
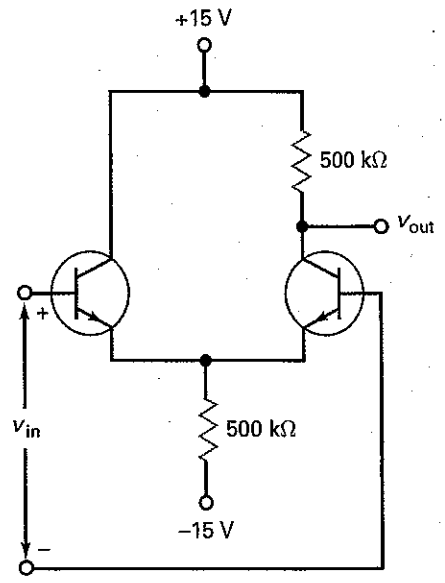


Figura 17-37



Análise de Defeito

17-17 Um técnico montou o circuito amp-dif mostrado na Figura 17-35 sem uma conexão GND na entrada inversora. Qual o valor da tensão de saída? Baseado na sua resposta anterior, o que um amp-dif ou amp-op necessita para funcionar adequadamente?

17-18 Na Figura 17-34, é usado por engano um resistor de 20 kΩ em vez de 200 kΩ. Qual o valor da tensão de saída?

17-19 Na Figura 17-34, V_{out} é quase zero. A corrente de polarização de entrada é 80 nA. Qual das seguintes opções é o problema?

a. O resistor de 200 kΩ superior está em curto-circuito
b. O resistor de 200 kΩ inferior está aberto
c. A base do lado esquerdo está aberta
d. As duas entradas estão em curto-circuito entre si

Raciocínio Crítico

17–20 Na Figura 17-34, os transistores são idênticos com β_{cc} = 200. Qual a tensão de saída?

17–21 Quais são as tensões de base na Figura 17-34 se cada transistor tem β_{cc} = 300?

17–22 Na Figura 17-38, os transistores Q_3 e Q_5 são conectados para atuarem como diodos de compensação para Q_4 e Q_6. Qual a corrente de cauda? Qual a corrente na carga ativa?

17–23 O resistor de 15 kΩ da Figura 17-38 é substituído para se obter uma corrente de 15 μA. Qual é o novo valor desse resistor?

17–24 À temperatura ambiente, a tensão de saída na Figura 17-34 tem um valor de 6,0 V. Conforme a temperatura aumenta, o V_{BE} de cada diodo emissor diminui. Se o V_{BE} do transistor da esquerda diminuir 2 mV por grau e o da direita diminuir 2,1 mV por grau, qual a tensão de saída em 75°C?

17–25 A resistência cc de cada fonte de sinal na Figura 17-39*a* é zero. Qual o valor de R'_e em cada transistor? Se a tensão de saída ca for obtida por meio dos coletores, qual o ganho de tensão?

17–26 Se os transistores forem idênticos na Figura 17-39*b*, qual a corrente de cauda? Qual a tensão entre o coletor da esquerda e GND? E qual a tensão entre o coletor da direita e GND?

Figura 17–38

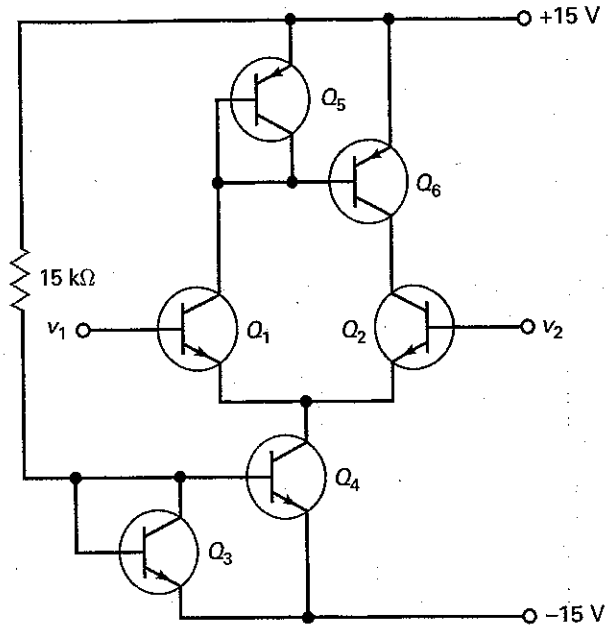
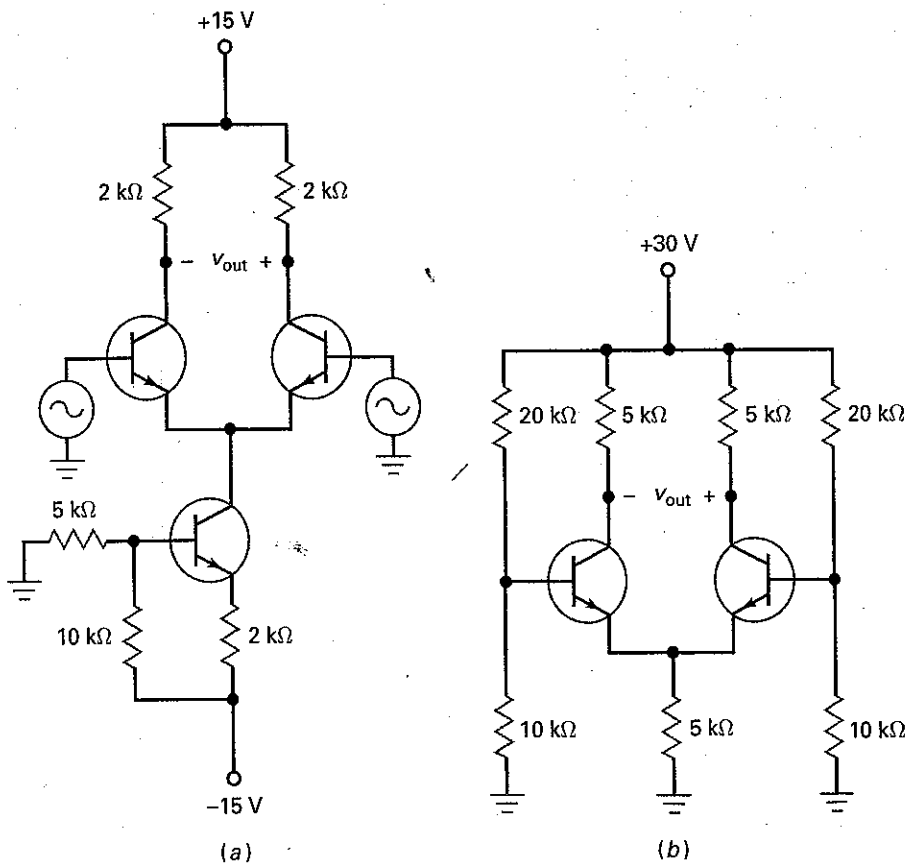


Figura 17–39



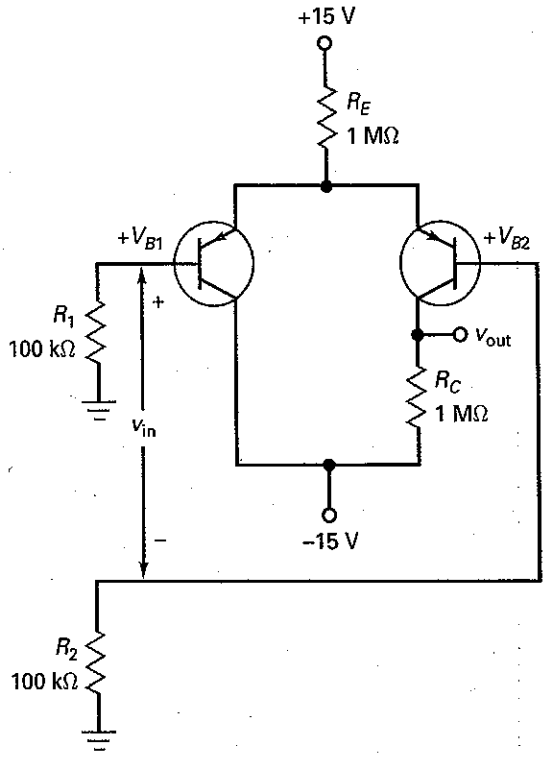
Análise Variacional de um Circuito

17–27 Na Figura 17-40, deduza a resposta de cada variável dependente nas linhas indicadas por I_{B1} e I_{B2}.

17–28 Na Figura 17-40, deduza a resposta de cada variável dependente nas linhas indicadas por R_E e R_C.

17–29 Na Figura 17-40, deduza a resposta de cada variável dependente nas linhas indicadas por V_{CC}.

Figura 17–40



(*a*)

Análise Variacional de Circuito

Aumenta	V_{B1}	V_{B2}	V_{in}	V_{out}	I_T
I_{B1}					
I_{B2}					
R_E					
R_C					
$\pm V_{CC}$					

(*b*)

Questões de Entrevista

1. Desenhe as seis configurações de um amp-dif e identifique as entradas e saídas como não-inversora, inversora, de terminação simples ou diferencial.
2. Desenhe um amp-dif com uma entrada diferencial e uma saída com terminação simples. Explique como você calcularia a corrente de cauda, as correntes de emissor e as tensões de coletor.
3. Desenhe qualquer amp-dif que tenha um ganho de tensão de R_C/R'_e. Agora, desenhe um outro amp-dif que tenha um ganho de tensão de $R_C/2R'_e$.
4. Explique o que é um sinal em modo comum e qual a vantagem que um amp-dif tem quando esse tipo de sinal está presente na entrada.

5. Um amp-dif tem um amperímetro conectado à saída diferencial. Como você calcularia a corrente através do amperímetro?
6. Considere que você tenha um circuito amp-dif com um resistor de cauda. Você determinou que o CMRR do circuito não é aceitável. Como melhoraria o CMRR?
7. Explique o conceito de um espelho de corrente e por que ele é usado.
8. O CMRR seria um número grande ou um número pequeno? Por quê?
9. Num amp-dif, os dois emissores são interconectados, sendo que as correntes passam por um resistor comum. Se você fosse substituir esse resistor comum por qualquer tipo de componente, o que faria para melhorar a operação do circuito?
10. Por que um amp-dif tem uma impedância de entrada maior que um amplificador EC?
11. Que circuito um espelho de corrente simula, ou seja, como ele é usado?
12. Quais são as vantagens do uso de espelhos de corrente?
13. Como você testa um amp-op 741 usando um ohmímetro?

Respostas – Atividades para o Estudante

1. b
2. c
3. a
4. c
5. b
6. a
7. b
8. a
9. d
10. a
11. c
12. b
13. c
14. a
15. a
16. b
17. d
18. c
19. b
20. c
21. a
22. c
23. c

Respostas dos Problemas Práticos

17-1 $I_T = 3$ mA; $I_E = 1{,}5$ mA; $V_C = 7{,}5$ V; $V_E = 0$ V

17-2 $I_T = 2{,}86$ mA; $I_E = 1{,}42$ mA; $V_C = 7{,}85$ V; $V_E = -0{,}7$ V

17-3 $I_T = 3{,}77$ mA; $I_E = 1{,}88$ mA; $V_E = 6{,}35$ V

17-4 $I_E = 1{,}5$ mA; $R'_e = 1{,}67\ \Omega$; $A_v = 300$; $V_{out} = 300$ mV; $Z_{in(base)} = 10\ k\Omega$

17-7 $I_T = 30\ \mu A$; $R'_e = 1{,}67\ k\Omega$; $A_v = 300$; $V_{out} = 2{,}1$ V; $Z_{in} = 1\ M\Omega$

17-9 $V_{erro} = 638$ mV

17-10 $A_{v(CM)} = 0{,}25$; $V_{out} = 0{,}25$ V

17-11 $V_{out1} = 200$ mV; $V_{out2} = 0{,}5$ mV; $V_{out} = 200$ mV + 0,5 mV

17-12 $A_{v(CM)} = 3{,}16$; $V_{out1} = 0{,}1$ V; $V_{out2} = 3{,}16\ \mu V$

17-13 $V_L = 1{,}2$ V

17-14 $I_L = 0{,}4$ mA

capítulo 18

Amplificadores Operacionais

Embora alguns amp-ops de alta potência sejam comercializados, a maioria são dispositivos de baixas potências com uma especificação de potência máxima de menos de 1 W. Alguns amp-ops são otimizados em termos de largura de banda, outros em termos de baixos offsets de entrada, baixo ruído e assim por diante. Essa é a razão da ampla variedade de amp-ops disponíveis. Podemos encontrar um amp-op para quase todas as aplicações analógicas.

Os amp-ops são alguns dos componentes ativos mais básicos em sistemas analógicos. Por exemplo, conectando dois resistores externos, podemos construir conversores de formas de onda, osciladores, filtros ativos e outros circuitos úteis.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Listar as características dos amp-ops ideais e do amp-op 741.
- Definir o parâmetro *slew rate* (taxa de variação) e usá-lo para determinar a largura de banda de grande sinal de um amp-op.
- Analisar um amplificador inversor com amp-op.
- Analisar um amplificador não-inversor com amp-op.
- Explicar como funcionam os amplificadores somadores e seguidores de tensão.
- Listar outros circuitos integrados lineares e discutir como são empregados.

Resumo do Capítulo

18-1 Introdução aos Amp-Ops
18-2 Amp-Op 741
18-3 Amplificador Inversor
18-4 Amplificador Não-Inversor
18-5 Duas Aplicações de Amp-Ops
18-6 Cls Lineares
18-7 Amp-Ops como Dispositivos de Montagem em Superfície

Vocabulário

amplificador inversor
amplificador não-inversor
amplificador somador
amp-op BIFET
boostraping
capacitor de compensação
circuito de cancelamento
corrente de saída em curto-circuito
curto-circuito virtual
degrau de tensão
fonte de tensão controlada por tensão (VCVS)
ganho de tensão em malha aberta
ganho de tensão em malha fechada
largura de banda de grandes sinais
largura de banda em malha aberta
misturador
produto ganho-largura de banda (GBW)
razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR)
resposta de primeira ordem
seguidor de tensão
slew rate
tensão de erro de saída
terra virtual

18-1 Introdução aos Amp-Ops

A Figura 18-1 mostra um diagrama em bloco de um amp-op. O estágio de entrada é um amp-dif, seguido por mais estágios de ganho e um seguidor de emissor push-pull classe B. Como o amp-dif é o primeiro estágio, ele determina as características de entrada do amp-op. Na maioria dos amp-ops a saída é com terminação simples, conforme mostrado. Com fontes positivas e negativas, a saída com terminação simples é projetada para ter um valor quiescente de zero. Dessa forma, uma tensão de entrada zero resulta idealmente numa tensão de saída zero.

Nem todos os amp-ops são projetados como o da Figura 18-1. Por exemplo, alguns não usam uma saída push-pull classe B e outros podem ter uma saída com terminação dupla. Além disso, os amp-ops não são simples como sugere a Figura 18-1. O projeto interno de um amp-op monolítico é muito complexo, com dezenas de transistores como espelhos de corrente, cargas ativas e outras inovações que não são possíveis de ser implementadas em projetos discretos. Para as nossas necessidades, a Figura 18-1 apresenta duas características importantes que se aplicam a amp-ops típicos: a entrada diferencial e a saída com terminação simples.

A Figura 18-2*a* mostra o símbolo esquemático de um amp-op. Ele possui entradas inversora e não-inversora e uma saída com terminação simples. Idealmente, esse símbolo significa que o amplificador tem um ganho de tensão infinito,

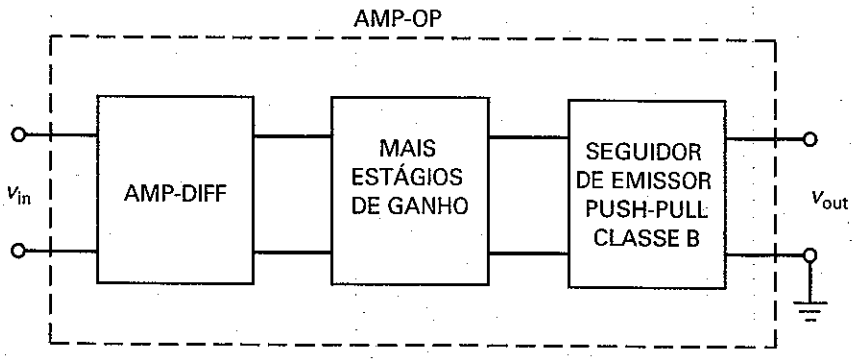
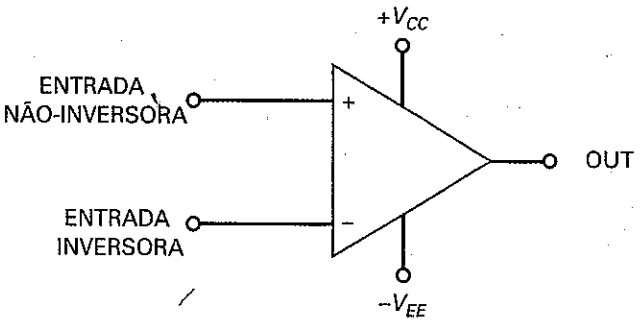
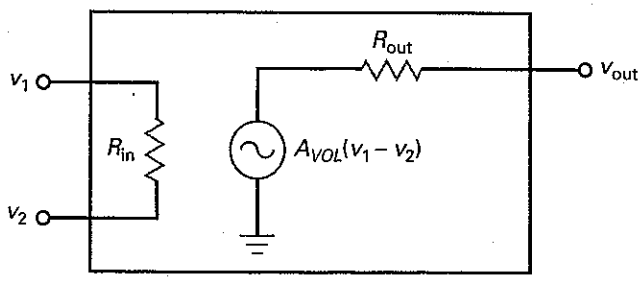


Figura 18–1 Diagrama em bloco de um amp-op.



(*a*)



(*b*)

Figura 18–2 (*a*) Símbolo esquemático para um amp-op; (*b*) circuito equivalente de um amp-op.

Tabela 18-1	Características Típicas de Amp-ops			
Quantidade	Símbolo	Ideal	LM741C	LF157A
Ganho de tensão em malha aberta	A_{VOL}	Infinito	100.000	200.000
Freqüência de ganho unitário	$f_{unidade}$	Infinito	1 MHz	20 MHz
Resistência de entrada	R_{in}	Infinito	2 MΩ	10^{12} Ω
Resistência de saída	R_{out}	Zero	75 Ω	100 Ω
Corrente de polarização de entrada	$I_{in(bias)}$	Zero	80 nA	30 pA
Corrente de offset de entrada	$I_{in(off)}$	Zero	20 nA	3 pA
Tensão de offset de entrada	$V_{in(off)}$	Zero	2 mV	1 mV
Razão de rejeição em modo comum	CMRR	Infinito	90 dB	100 dB

impedância de entrada infinita e impedância de saída zero. O amp-op ideal representa um amplificador de tensão perfeito e é freqüentemente denominado **fonte de tensão controlada por tensão (VCVS** – *voltage-controlled voltage source*). Podemos visualizar um VCVS como mostra a Figura 18-2b, onde R_{in} é infinita e R_{out} é zero.

A Tabela 18-1 resume as características de um amp-op ideal. O amp-op ideal tem ganho de tensão infinito, freqüência de ganho unitário infinita, impedância de entrada infinita e CMRR infinita. Ele também tem resistência de saída zero, corrente de polarização zero e *offsets* (compensações) zero. Esse seria o amplificador que os fabricantes construiriam caso fosse possível. O que eles fabricam hoje em dia se aproxima desses valores ideais.

Por exemplo, o LM741C, que tem algumas características apresentadas na Tabela 18-1, é um amp-op padrão, um clássico comercializado desde a década de 1960. Suas características são as mínimas esperadas de um amp-op monolítico. Esse CI tem um ganho de tensão de 100.000, uma freqüência de ganho unitário de 1 MHz e uma impedância de entrada de 2 MΩ e assim por diante. Como o ganho de tensão é muito alto, os *offsets* de entrada podem saturar facilmente o amp-op. Por isso os circuitos práticos necessitam de componentes externos entre a entrada e a saída do amp-op para estabilizar o ganho de tensão. Por exemplo, em muitas aplicações a realimentação negativa é usada para ajustar o ganho de tensão total em um valor muito menor na troca por uma operação linear e estável.

Quando nenhum percurso (ou malha) de realimentação é usado, o ganho de tensão é máximo e é denominado **ganho de tensão em malha aberta**, indicado por A_{VOL}. Na Tabela 18-1, observe que o A_{VOL} do LM741C é 100.000. Embora não seja infinito, esse ganho de tensão em malha aberta é muito alto. Por exemplo, uma entrada tão pequena quanto 10 μV produz uma saída de 1 V. Devido ao ganho de saída ser muito alto, podemos usar uma realimentação negativa intensa para melhorar o desempenho geral de um circuito.

O CI 741C tem uma freqüência de ganho unitário de 1 MHz. Isso significa que podemos obter um ganho de tensão utilizável em uma freqüência tão alta quanto 1 MHz. O CI 741C tem uma resistência de entrada de 2 MΩ, uma resistência de saída de 75 Ω, uma corrente de polarização de entrada de 80 nA, uma corrente de *offset* de 20 nA, uma tensão de *offset* de 2 mV e uma CMRR de 90 dB.

Quando é necessária uma impedância de entrada maior, um projetista pode usar um **amp-op BIFET**. Esse tipo de amp-op incorpora JFETs e transistores bipolares no mesmo chip. Os JFETs são usados em estágios de entrada para se obter menores correntes de polarização e de *offset* de entrada; os transistores bipolares são usados em estágios posteriores para um maior ganho de tensão.

É BOM SABER

A maioria dos amp-ops modernos de propósito geral é produzida agora com tecnologia BIFET porque ela proporciona desempenho superior aos amp-ops bipolares. Amp-ops BIFET, sendo mais modernos, geralmente têm características de desempenho melhores, entre as quais se inclui uma ampla largura de banda, um alto *slew rate* (taxa de variação), uma ampla potência de saída, impedâncias de entrada altas e correntes de polarização baixas.

O CI LF157A é um exemplo de um amp-op BIFET. Conforme mostra a Tabela 18-1, a corrente de polarização de entrada é apenas 30 pA e a resistência de entrada é 10^{12} Ω. O CI LF157A tem um ganho de tensão de 200.000 e uma freqüência de ganho unitário de 20 MHz. Com esse dispositivo, podemos obter ganho de tensão até 20 MHz.

18-2 Amp-Op 741

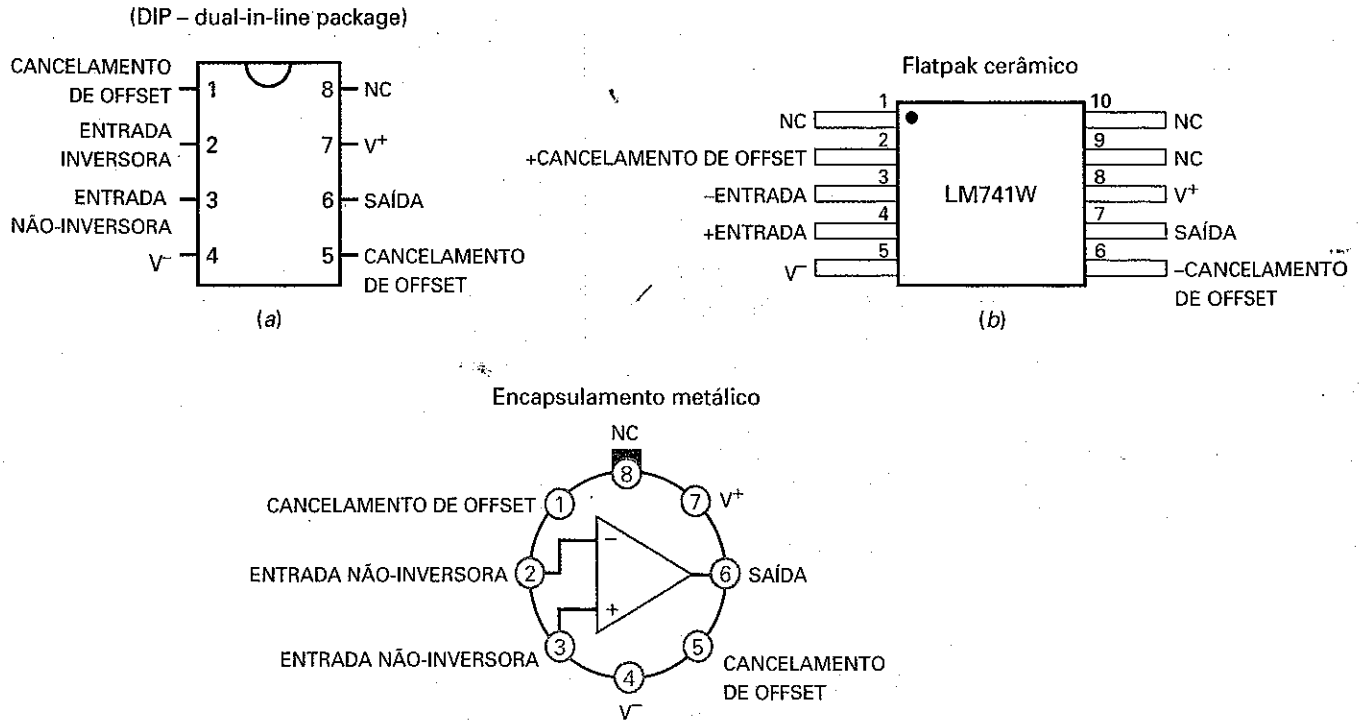
Em 1965 a Fairchild Semiconductor introduziu o μA709, o primeiro amp-op monolítico amplamente usado. Embora tendo sucesso, essa primeira geração de amp-ops apresentou muitas desvantagens. Isso permitiu o surgimento de um amp-op melhorado conhecido como μA741. Por não ser caro e de utilização fácil, o μA741 teve um enorme sucesso. Outros projetos de 741 surgiram de diversos fabricantes, por exemplo, a Motorola produz o MC1741, a National Semiconductor o LM741 e a Texas Instruments o SN72741. Todos esses amp-ops monolíticos são equivalentes ao μA741 porque eles têm as mesmas especificações em suas folhas de dados. Por conveniência, a maioria das pessoas retira os prefixos e se refere a esse amp-op muito usado simplesmente como 741.

Um Padrão na Indústria

O 741 tornou-se um padrão na indústria. Como regra, tentamos usá-lo primeiro em nossos projetos. Nos casos em que o 741 não atende às especificações do projeto, passamos para um amp-op com especificações melhores. Por ser um padrão, usamos o 741 como dispositivo básico em nossas discussões. Uma vez entendido o 741, podemos migrar para outros amp-ops.

A propósito, o 741 tem diferentes versões numeradas como 741, 741A, 741C, 741E e 741N. As diferenças entre eles estão no ganho de tensão, na faixa de temperatura, no nível de ruído e em outras características. O CI 741C (a letra C sig-

Figura 18-3 Estilos de encapsulamentos do 741 e pinagem; (*a*) DIP (*dual-in-line pakage*); (*b*) *flatpak* (encapsulamento plano) de cerâmica; (*c*) e metálico.



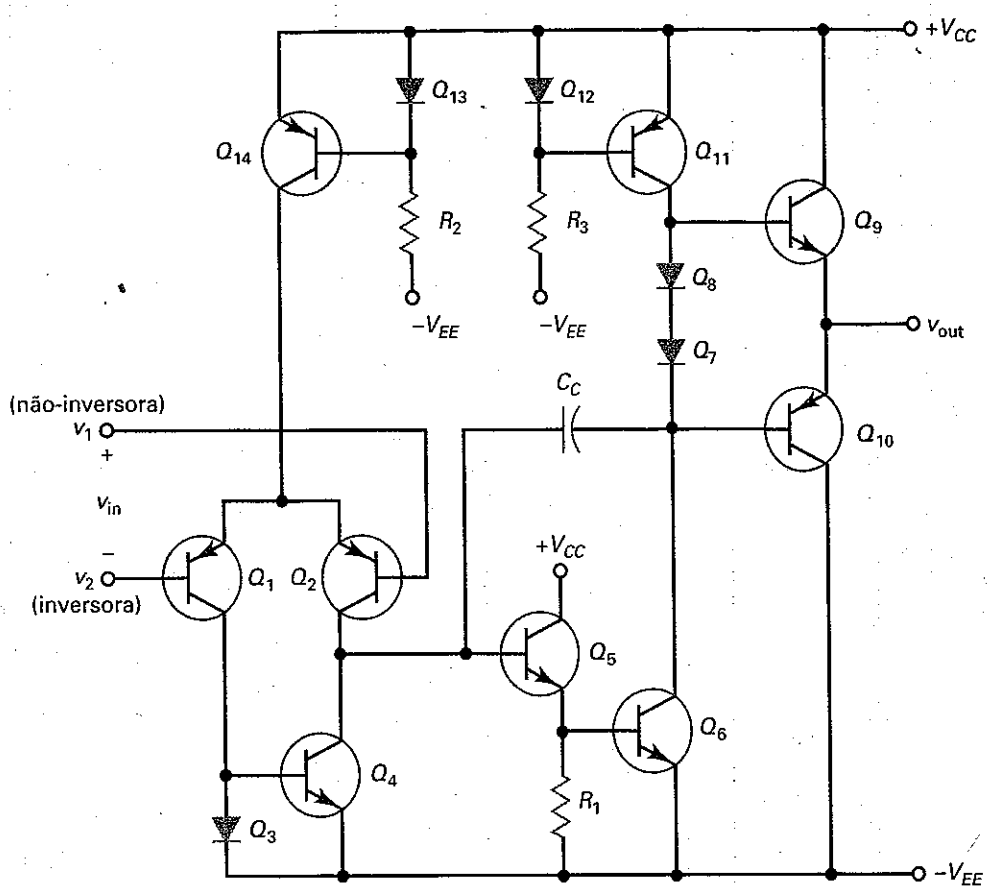


Figura 18-4 Diagrama esquemático simplificado de um 741.

nifica "classe comercial") é o mais barato e mais usado. Ele tem um ganho de tensão em malha aberta de 100.000, uma impedância de entrada de 2 MΩ e uma impedância de saída de 75 Ω. A Figura 18-3 mostra três estilos de encapsulamento comuns e respectivas pinagens.

Amp-Dif na Entrada

A Figura 18-4 é um diagrama esquemático simplificado do 741. Esse circuito é equivalente ao 741 e a muitos amp-ops de gerações posteriores. Não precisamos entender todos os detalhes relativos ao projeto desse circuito, mas precisamos ter uma compreensão geral de como o circuito funciona. Com isso em mente, vamos entender a idéia básica por trás de um 741.

O estágio de entrada é um amp-dif (Q_1 e Q_2). No 741, Q14 é uma fonte de corrente que substitui o resistor de cauda. R_2, Q_{13} e Q_{14} são um espelho de corrente que produz uma corrente de cauda para Q_1 e Q_2. Em vez de usar um resistor comum como resistor de coletor do amp-dif, o 741 usa um resistor de carga ativa. Essa carga ativa Q_4 atua como uma fonte de corrente com uma impedância extremamente alta. Por isso, o ganho de tensão do amp-dif é muito maior do que seria com um resistor de carga passiva.

O sinal amplificado do amp-dif aciona a base de Q_5, que é um seguidor de emissor. Esse estágio aumenta a impedância para evitar uma queda no sinal por efeito de carga no amp-dif. O sinal sai de Q_5 e vai para Q_6. Os diodos Q_7 e Q_8 são parte da polarização do estágio final. Q_{11} é um resistor de carga ativa para Q_6. Portanto, Q_6 e Q_{11} são como um estágio EC com um ganho de tensão muito alto.

O Estágio Final

O sinal amplificado sai do estágio EC (Q_6) e vai para o estágio final, o qual é um seguidor de emissor push-pull classe B (Q_9 e Q_{10}). Devido à fonte ser dividida

É BOM SABER

Embora o 741 seja conectado geralmente a uma tensão de alimentação positiva e negativa, o amp-op ainda pode operar com uma fonte de alimentação simples. Por exemplo, a entrada $-V_{EE}$ pode ser aterrada, e a entrada $+Vcc$ pode ser conectada a uma fonte de alimentação cc positiva.

(tensões V_{CC} positiva e V_{EE} negativa iguais), a saída quiescente é idealmente 0 V quando a tensão de entrada é zero. Qualquer desvio do 0 V é denominado **tensão de erro de saída**.

Quando v_1 é maior que v_2, a tensão de entrada v_{in} produz uma tensão de saída positiva v_{out}. Quando v_2 é maior que v_1, a tensão de entrada v_{in}. produz uma tensão de saída negativa v_{out}. Idealmente, v_{out} pode ser tão positiva quanto $+V_{CC}$ e tão negativa quanto $-V_{EE}$ antes que o ceifamento ocorra. A saída pode variar entre valores com uma diferença entre 1 e 2 V da tensão de cada fonte de alimentação por causa da queda de tensão interna ao 741.

Carga Ativa

Na Figura 18-4, temos dois exemplos de *carga ativa* (usando transistores como carga em vez de resistores) conforme discutido no Capítulo 17. Primeiro, existe a carga ativa Q_4 no amp-dif na entrada. Segundo, existe a carga ativa Q_{11} no estágio EC. Como as fontes de corrente têm altas impedâncias, as cargas ativas produzem um ganho de tensão maior do que seria possível com resistores. Essas cargas ativas produzem um ganho de tensão típico de 100.000 para o 741C. O uso de carga ativa é muito comum em circuitos integrados (CIs) porque é mais fácil e mais barato fabricar um transistor num chip que em um resistor.

Compensação de Freqüência

Na Figura 18-4, C_c é um **capacitor de compensação**. Devido ao efeito Miller (discutido no Capítulo 16), esse pequeno capacitor (tipicamente de 30 pF) é multiplicado pelo ganho de tensão de Q_5 e Q_6 para se conseguir uma capacitância equivalente muito maior de:

$$C_{in(M)} = (A_v + 1)C_c$$

onde A_v é o ganho de tensão dos estágios Q_5 e Q_6.

A resistência vista pela capacitância Miller é a impedância de saída do amp-dif. Portanto, temos um circuito de atraso, conforme descrito no Capítulo 16. Esse circuito de atraso produz uma freqüência de corte de 10 Hz no 741C. O ganho em malha aberta do amp-op cai 3 dB nessa freqüência de corte. Então, A_{VOL} diminui aproximadamente 20 dB por década até alcançar a freqüência de ganho unitário.

A Figura 18-5 mostra o gráfico de Bode ideal do ganho de tensão em malha aberta *versus* a freqüência. O 741C tem um ganho de tensão em malha aberta de 100.000, que equivale a 100 dB. Visto que a freqüência de corte em malha aberta é 10 Hz, o ganho de tensão muda de inclinação em 10 Hz com decaimento numa taxa de 20 dB por década até ser 0 dB em 1 MHz.

Em um capítulo posterior discutiremos os *filtros ativos*, os quais são circuitos que usam amp-ops, resistores e capacitores para modelar a resposta em freqüência em diferentes aplicações. Desta vez, discutiremos os circuitos que produzem uma resposta de primeira ordem (decaimento de 20 dB por década), uma resposta de

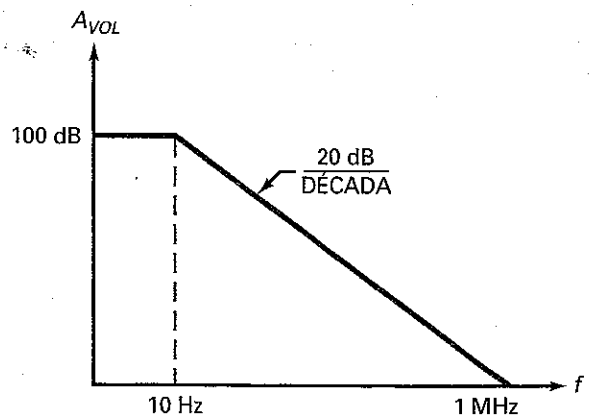


Figura 18-5 Gráfico de Bode ideal do ganho de tensão em malha aberta do 741C.

segunda ordem (decaimento de 40 dB por década), uma resposta de terceira ordem (decaimento de 60 dB por década) e assim por diante. Um amp-op que tem compensação interna, tal como o 741C, tem uma **resposta de primeira ordem**.

A propósito, nem todos os amp-ops são compensados internamente. Alguns exigem que o usuário conecte um capacitor de compensação externo para evitar oscilações. A vantagem do uso da compensação externa é que o projetista tem mais controle sobre o desempenho em freqüências altas. Embora um capacitor externo seja a forma mais simples de compensação, circuitos mais bem elaborados podem ser usados proporcionando não apenas compensação, mas também produzindo uma $f_{unitário}$ (freqüência de unitário) maior da que é possível obter com compensação interna.

Polarizações e Offsets

Conforme discutido no Capítulo 17, um amp-dif tem polarizações de entrada e *offsets* que produzem um erro de saída quando não existe sinal na entrada. Em muitas aplicações, o erro de saída é suficientemente pequeno para ser ignorado. Mas quando o erro de saída não pode ser ignorado, o projetista pode reduzi-lo usando resistores de base iguais, isso elimina o problema da corrente de polarização, mas não os problemas da corrente de *offset* e da tensão de *offset*.

Por isso é melhor eliminar o erro de saída usando o **circuito de cancelamento** apresentado na folha de dados. Esse circuito de cancelamento recomendado funciona com um circuito interno para eliminar o erro de saída e também para minimizar o *drift* térmico (deriva térmica), que é uma variação lenta na tensão de saída causada pelo efeito da variação da temperatura nos parâmetros do amp-op. Algumas vezes, a folha de dados de um amp-op não inclui um circuito de cancelamento. Nesse caso, temos que aplicar uma pequena tensão de entrada para cancelar a saída. Discutiremos esse método posteriormente.

A Figura 18-6 mostra o método de cancelamento sugerido na folha de dados de um 741C. A fonte ca que aciona a entrada inversora tem uma resistência de Thévenin de R_B. Para neutralizarmos o efeito da corrente de polarização de entrada (80 nA) que flui através da resistência da fonte, acrescentamos um resistor discreto de igual valor na entrada não-inversora, conforme mostrado.

Para eliminar o efeito de uma corrente de *offset* de entrada de 20 nA e uma tensão de *offset* de 2 mV, a folha de dados de um 741C recomenda o uso de um potenciômetro de 10 kΩ entre os pinos 1 e 5. Ajustando esse potenciômetro sem sinal na entrada, podemos cancelar ou zerar a tensão de saída.

Razão de Rejeição em Modo Comum

Para um 741C, a CMRR é 90 dB em baixas freqüências. Dados sinais iguais, sendo um sobreposto ao sinal de entrada e o outro como um sinal em modo co-

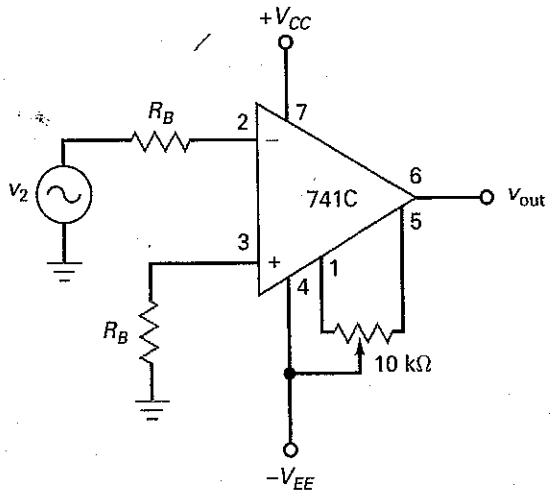


Figura 18–6 Compensação e cancelamento usado com um 741C.

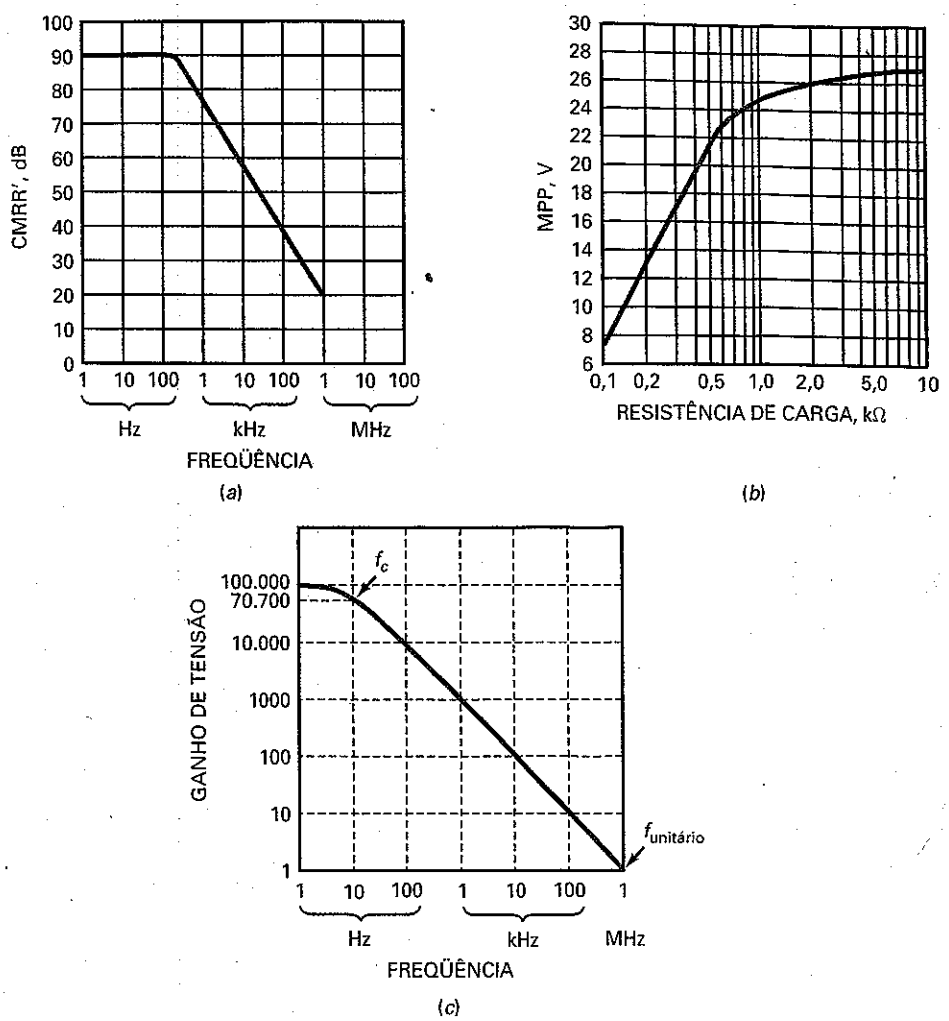


Figura 18–7 Gráficos típicos de CMRR, MPP e A_{VOL} para um 741C.

mum, o sinal desejado será 90 dB maior na saída que o sinal em modo comum. Em números comuns, isso significa que o sinal desejado será aproximadamente 30.000 vezes maior que o sinal em modo comum. Em freqüências maiores, efeitos reativos degradam a CMRR, como mostra a Figura 18-7*a*. Observe que CMRR é aproximadamente 75 dB em 1 kHz, 56 dB em 10 kHz e assim por diante.

Saída de Pico a Pico Máxima

Conforme discutido no Capítulo 12, o valor MPP de um amplificador é a saída de pico a pico máxima que o amplificador pode produzir. Como a saída quiescente de um amp-op é idealmente zero, a tensão de saída ca pode variar positivamente ou negativamente. Para resistências de carga muito maiores que R_{out}, a tensão de saída pode variar até próximo às tensões de alimentação. Por exemplo, se $V_{CC} = +15$ V e $V_{EE} = -15$V, o valor MPP com uma resistência de carga de 10 kΩ é idealmente 30 V.

Com um amp-op não ideal, a saída não pode variar de todo modo até os valores das tensões de alimentação porque existe uma pequena queda de tensão no estágio final do amp-op. Além disso, quando a resistência de carga não é grande em comparação com R_{out}, parte da tensão amplificada aparece como uma queda de tensão em R_{out}, o que significa que a tensão de saída final é um pouco menor.

A Figura 18-7*b* mostra o gráfico do MPP *versus* a resistência de carga para um 741C com tensões de alimentação de +15 V e –15 V. Observe que MPP é aproximadamente 27 V para um R_L de 10 kΩ. Isso significa que a saída satura positivamente em +13,5 V e negativamente em –13.5 V. Quando a resistência de carga diminui, MPP diminui como mostrado. Por exemplo, se a resistência de carga é apenas 275 Ω,

MPP diminui para 16 V, o que significa que a saída satura positivamente em +8 V e negativamente em –8 V.

Corrente de Curto-Circuito

Em algumas aplicações, um amp-op pode acionar uma resistência de carga de aproximadamente zero. Nesse caso, precisamos saber o valor da **corrente de saída em curto-circuito**. A folha de dados de um 741C fornece um valor de corrente de curto-circuito de 25 mA. Essa é a corrente de saída máxima que o amp-op pode produzir. Se usamos pequenos resistores de carga (menores que 75 Ω), não espere conseguir grandes tensões de saída porque a tensão não pode ser maior que 25 mA vezes a resistência de carga.

Resposta em Freqüência

A Figura 18-7*c* mostra a resposta em freqüência para pequenos sinais de um 741C. Na banda média, o ganho de tensão é 100.000. O 741C tem uma freqüência de corte f_c de 10 Hz. Conforme indicado, o ganho de tensão é 70.700 (queda de 3 dB) em 10 Hz. Acima da freqüência de corte, o ganho de tensão diminui a uma taxa de 20 dB por década (resposta de primeira ordem).

A freqüência de ganho unitário ($f_{unitário}$) é a freqüência na qual o ganho de tensão é igual a 1. Na Figura 18-7*c*, $f_{unitário}$ é 1 MHz. As folhas de dados geralmente especificam o valor de $f_{unitário}$ porque ela representa o limite superior de ganho útil de um amp-op. Por exemplo, a folha de dados de um 741C fornece uma $f_{unitário}$ de 1 MHz. Além de 1 MHz, o ganho de tensão é menor que 1 e o 741C é inútil. Se um projetista necessita de uma $f_{unitário}$ maior, existem disponíveis amp-ops melhores. Por exemplo, o LM318 tem uma $f_{unitário}$ de 15 MHz, o que significa que ele produz um ganho de tensão útil de todo modo até 15 MHz.

Slew rate

O capacitor de compensação interno ao 741C desempenha um função muito importante: ele evita oscilações que poderiam interferir no sinal desejado. Porém existe uma desvantagem. O capacitor de compensação precisa ser carregado e descarregado. Isso gera um limite de velocidade na mudança da tensão de saída do amp-op.

Eis a idéia básica: suponha que a tensão de entrada para um amp-op seja um **degrau de tensão** positiva, que é uma transição rápida na tensão de um nível cc para um nível cc maior. Se o amp-op fosse perfeito, teríamos uma resposta ideal com mostra a Figura 18-8*a*. Em vez disso, a saída é a forma de onda exponencial mostrada. Isso ocorre porque o capacitor de compensação tem de ser carregado antes que a tensão de saída possa mudar para o nível maior.

Na Figura 18-8*a*, a inclinação inicial da forma de onda exponencial é denominada ***slew rate*** (taxa de variação), simbolizada por S_R. A definição de *slew rate* é:

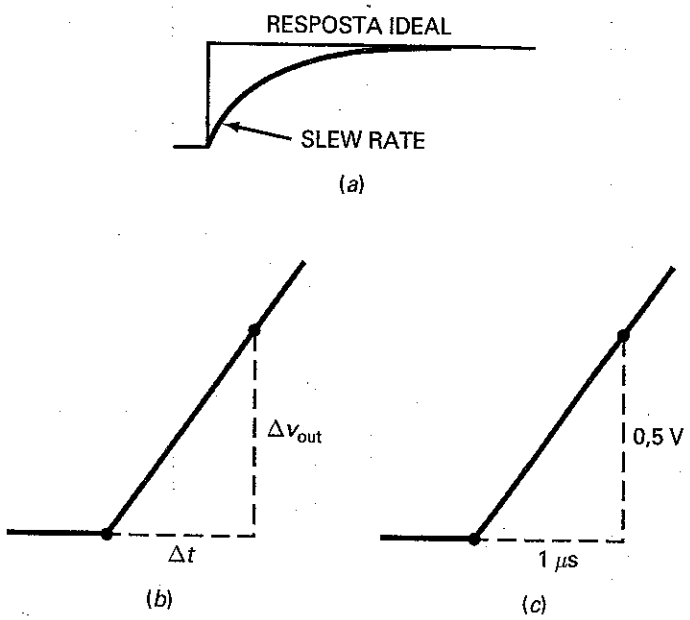
$$S_R = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta t} \qquad \textbf{(18-1)}$$

onde a letra grega Δ (delta) significa "variação em". Dito em palavras, a equação informa que a *slew rate* é igual à variação na tensão de saída dividida pela variação de tempo.

A Figura 18-8*b* ilustra o significado de *slew rate*. A inclinação inicial é igual à variação vertical dividida pela horizontal entre dois pontos na parte inicial da onda exponencial. Por exemplo, se a onda exponencial aumenta 0,5 V durante o primeiro microssegundo, como mostra a Figura 18-8*c*, a *slew rate* é:

$$S_R = \frac{0{,}5\ \text{V}}{1\mu s} = 0{,}5\ \text{V}/\mu s$$

Figura 18–8 (*a*) Respostas ideal e real para uma tensão de entrada em degrau; (*b*) ilustração da definição de *slew rate*; (*c*) *slew rate* igual a 0,5 V/μs.



A *slew rate* representa a resposta mais rápida que um amp-op pode ter. Por exemplo, a *slew rate* de um 741C é 0,5 V/μs. Isso significa que a saída de um 741C não pode variar a uma valocidade maior que 0,5 V em 1 μs. Em outras palavras, se um 741C receber uma tensão de entrada em degrau, não teremos uma mudança instantânea na tensão de saída, teremos sim uma onda de saída exponencial. A parte inicial dessa forma de onda tem o aspecto mostrado na Figura 18-8*c*.

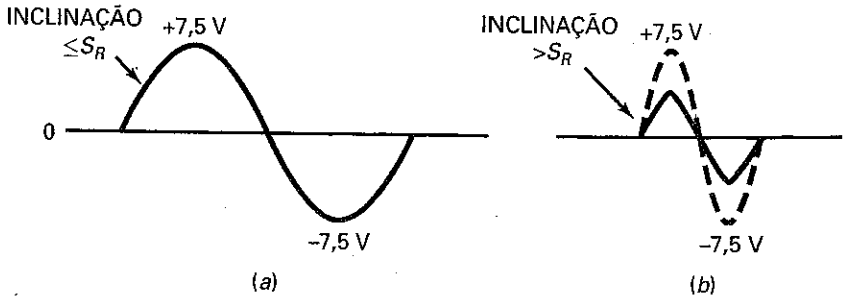
Podemos também ter uma limitação de *slew rate* com um sinal senoidal. Eis como isso ocorre: na Figura 18-9*a*, o amp-op pode produzir a onda senoidal de saída mostrada apenas se a inclinação inicial da onda senoidal for menor que a *slew rate*. Por exemplo, se a onda senoidal de saída tem uma inclinação inicial de 0,1 V/μs, um 741C pode produzir essa onda senoidal sem deformação porque a sua *slew rate* é 0,5 V/μs. Por outro lado, se a onda senoidal tiver uma inclinação inicial de 1 V/μs, a saída será menor do que deveria ser tendo o aspecto de uma onda triangular em vez de senoidal, como mostra a Figura 18-9*b*.

A folha de dados de um amp-op sempre especifica a *slew rate* porque esse parâmetro limita a resposta a grandes sinais de um amp-op. Se a onda senoidal de saída for muito pequena ou a freqüência for muito baixa, a *slew rate* não será problema. Mas quando o sinal for grande e a freqüência alta, a *slew rate* provocará uma distorção na saída.

Por meio de cálculo, é possível deduzir essa equação:

$$S_S = 2\pi f V_p$$

Figura 18–9 (*a*) Inclinação inicial de uma onda senoidal; (*b*) a distorção ocorre se a inclinação inicial excede a *slew rate*.



onde S_s é a inclinação inicial da onda senoidal, f é a sua freqüência e V_p, o seu valor de pico. Para evitar a distorção por *slew rate* de uma onda senoidal, S_S tem que ser menor ou igual a S_R. Quando os dois são iguais, estamos no limite, bem próximo da distorção por *slew rate*. Nesse caso:

$$S_R = S_S = 2\pi f V_p$$

Resolvendo para f, temos:

$$f_{máx} = \frac{S_R}{2\pi V_p} \tag{18-2}$$

onde $f_{máx}$ é a maior freqüência que pode ser amplificada sem distorção por *slew rate*. Dadas a *slew rate* de um amp-op e a tensão de pico de saída desejada, podemos usar a Equação (18-2) para calcular a freqüência máxima sem distorção. Acima dessa freqüência, veremos no osciloscópio a distorção por *slew rate*.

A freqüência $f_{máx}$ é algumas vezes denominada **largura de banda de grande sinal** ou *largura de banda de potência* do amp-op. A Figura 18-10 é um gráfico da Equação (18-2) para três valores de *slew rate*. Visto que a linha inferior do gráfico é para uma *slew rate* de 0,5 V/μs, ela está associada ao 741C. Visto que a linha superior do gráfico é para uma *slew rate* de 50 V/μs, ela está associada ao LM318 (este tem uma *slew rate* mínima de 50 V/μs).

Por exemplo, suponha que estejamos usando um 741C. Para se obter uma tensão de pico de saída não distorcida de 8 V, a freqüência não pode ser maior que 10 kHz (veja a Figura 18-10). Uma forma de aumentar a $f_{máx}$ é aceitar uma menor tensão de saída. Negociando valor de pico por freqüência, podemos melhorar a largura de banda de grande sinal. Como exemplo, se a nossa aplicação pode aceitar um valor de tensão de saída de pico de 1 V, $f_{máx}$ pode ser aumentada para 80 kHz.

Existem duas larguras de banda a considerar quando se analisa a operação de um circuito com amp-op: a largura de banda de pequeno sinal determinada pela resposta de primeira ordem do amp-op e a largura de banda de grande sinal ou de potência determinada pela *slew rate*. Mais adiante voltaremos a discutir sobre essas duas larguras de banda.

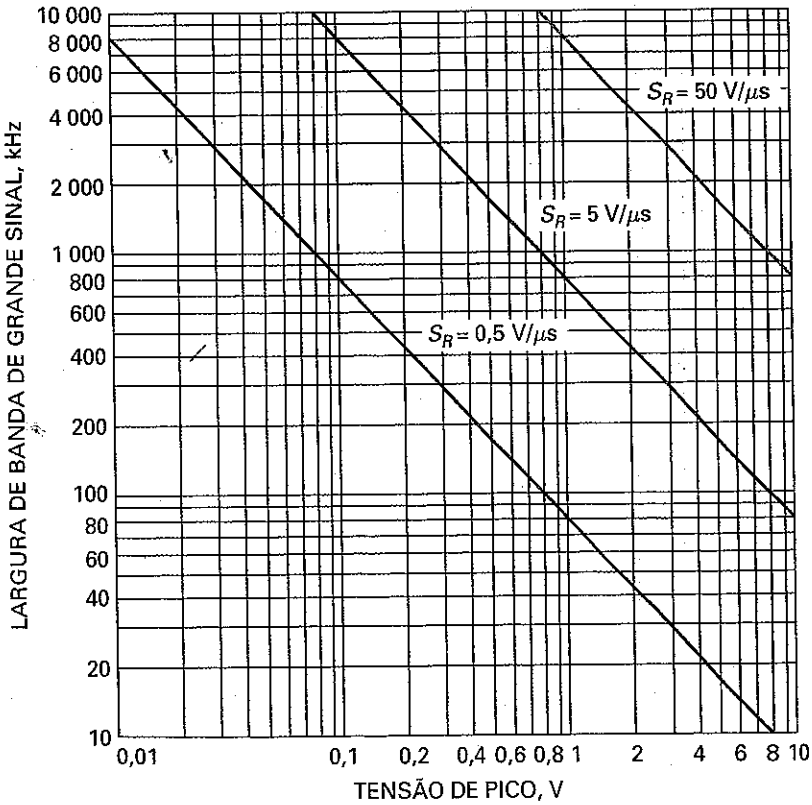
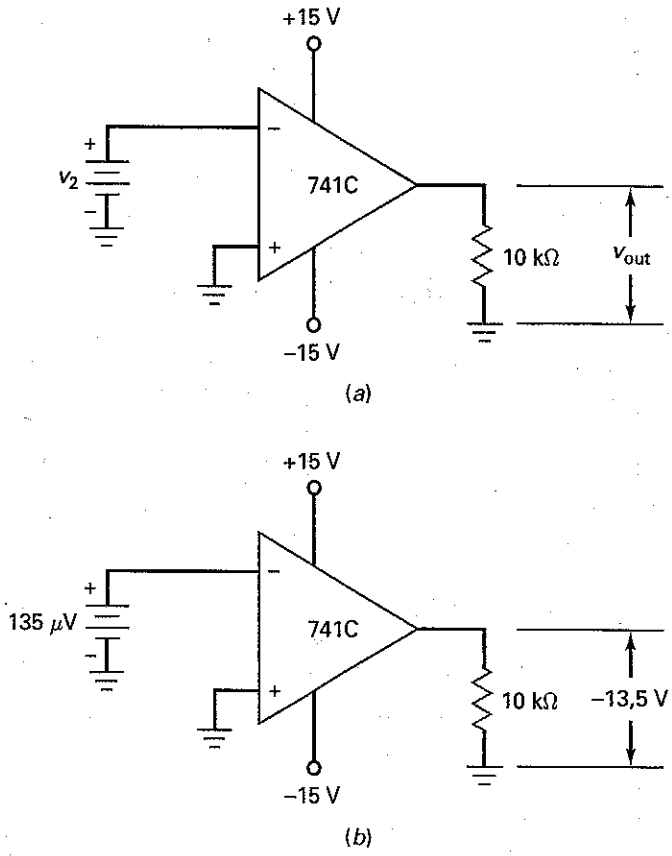


Figura 18–10 Gráfico da largura de banda de grande sinal *versus* a tensão de pico de saída.

Exemplo 18–1

Qual o valor da tensão na entrada inversora do circuito 741C, visto na Figura 18-11*a*, leva a saída à saturação negativa?

Figura 18–11 Exemplo.



SOLUÇÃO A Figura 18-7*b* mostra que o MPP é igual a 27 V para uma resistência de carga de 10 kΩ, a qual se traduz em uma tensão de saída de –13,5 V para a saturação negativa. Visto que o 741C tem um ganho de tensão em malha aberta de 100.000, a tensão de entrada necessária é:

$$v_2 = \frac{13{,}5\ \text{V}}{100.000} = 135\mu\text{V}$$

A Figura 18-11*b* resume a resposta. Como podemos ver, uma entrada inversora de 135 μV produz a saturação negativa, que corresponde a uma tensão de saída de –13,5 V.

PROBLEMA PRÁTICO 18–1 Repita o Exemplo 18-1 onde A_{VOL} = 200.000.

Exemplo 18–2

Qual a razão de rejeição em modo comum de um 741C quando a freqüência de entrada é 100 kHz?

SOLUÇÃO Na Figura 18-7*a*, podemos ler uma CMRR de aproximadamente 40 dB em 100 kHz. Isso é equivalente a 100, o que significa que o sinal desejado

recebe uma amplificação 100 vezes maior que o sinal em modo comum quando a freqüência de entrada é 100 kHz.

PROBLEMA PRÁTICO 18–2 Qual a CMRR de um 741C quando a freqüência de entrada é 10 kHz?

Exemplo 18–3

Qual o ganho de tensão em malha aberta de um 741C quando a freqüência de entrada é 1 kHz? E no caso de 10 kHz? E se for 100 kHz?

SOLUÇÃO Na Figura 18-7*c*, o ganho de tensão é 1.000 para 1 kHz, 100 para 10 kHz e 10 para 100 kHz. Como podemos ver, o ganho de tensão diminui por um fator de 10 a cada vez que a freqüência aumenta por um fator de 10.

Exemplo 18–4

A tensão de entrada de um amp-op é um grande degrau de tensão. A saída é uma forma de onda exponencial que varia até 0,25 V em 0,1 μs. Qual a *slew rate* do amp-op?

SOLUÇÃO Usando a Equação (18-1):

$$S_R = \frac{0{,}25\text{ V}}{0{,}1\ \mu s} = 2{,}5\text{ V}/\mu s$$

PROBLEMA PRÁTICO 18–4 Se a tensão de saída medida varia 0,8 V em 0,2 μs, qual a *slew rate*?

Exemplo 18–5

O CI LF411A tem uma *slew rate* de 15 V/μs. Qual a largura de banda de potência para uma tensão de pico de saída de 10 V?

SOLUÇÃO Usando a Equação (18-2):

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p} = \frac{15\text{ V}/ms}{2\pi(10\text{ V})} = 239\text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 18–5 Repita o Exemplo 18-5 usando um 741C e V_p = 200 mV.

Exemplo 18–6

Qual a largura de banda de potência para cada um dos seguintes casos?

$S_R = 0{,}5\text{V}/\mu s$ e $V_p = 8$ V

$S_R = 5\text{V}/\mu s$ e $V_p = 8$ V

$S_R = 50\text{ V}/\mu s$ e $V_p = 8$ V

SOLUÇÃO Com base na Figura 18-10, obtemos a largura de banda de potência com as seguintes respostas aproximadas: 10 kHz, 100 kHz e 1 MHz.

PROBLEMA PRÁTICO 18–6 Repita o Exemplo 18-6 com V_p = 1 V.

18-3 Amplificador Inversor

O **amplificador inversor** é o circuito com amp-op mais básico. Ele usa realimentação negativa para estabilizar o ganho de tensão total. O motivo da necessidade de estabilizar o ganho de tensão total é porque A_{VOL} é demasiado grande e instável para ser usado sem uma forma de realimentação. Por exemplo, o 741C tem um A_{VOL} mínimo de 20.000 e máximo de mais de 200.000. Um ganho de tensão imprevisível dessa magnitude e variações é inútil sem realimentação.

Realimentação Negativa – Amplificador Inversor

A Figura 18-12 mostra um amplificador inversor. Para simplificar o desenho, as tensões das fontes de alimentação não foram mostradas. Em outras palavras, estamos observando o circuito equivalente ca. Uma tensão de entrada v_{in} aciona a entrada inversora por meio do resistor R_1. Isso resulta numa tensão na entrada inversora de v_2. A tensão de entrada é amplificada pelo ganho de tensão em malha aberta para produzir uma tensão de saída invertida. A tensão de saída é alimentada de volta na entrada por meio de um resistor de realimentação R_f. Isso resulta em uma realimentação negativa porque a saída é 180° fora de fase em relação à entrada. Em outras palavras, quaisquer variações em v_2 produzidas pela tensão de entrada estão em oposição ao sinal de saída.

Eis como a realimentação negativa estabiliza o ganho de tensão total: se o ganho de tensão em malha aberta A_{VOL} aumenta por qualquer razão, a tensão de saída aumenta e realimenta mais tensão na entrada inversora. Essa tensão de realimentação oposta reduz v_2. Portanto, ainda que A_{VOL} tenha aumentado, v_2 diminuiu e a saída final aumenta muito menos do que ocorreria sem a realimentação negativa. O resultado geral é que o aumento na tensão de saída é tão pequeno que é difícil de ser notado. No Capítulo 19, discutiremos os detalhes matemáticos da realimentação negativa e entenderemos melhor quão pequena é essa variação.

Terra Virtual

Quando conectamos um pedaço de fio entre um ponto do circuito e o GND, a tensão no ponto torna-se zero. Além disso, o fio proporciona um caminho para a corrente até GND. Um *terra mecânico* (um fio entre um ponto e GND) é um ponto de GND tanto para a tensão quanto para a corrente.

Um **terra virtual** é diferente. Esse tipo de terra é um artifício bastante usado na análise de um amplificador inversor. Com um terra virtual, a análise de um amplificador inversor e circuitos relacionados torna-se incrivelmente fácil.

O conceito de terra virtual é baseado no amp-op ideal. Quando um amp-op é ideal, ele tem um ganho de tensão em malha aberta infinito e uma resistência de entrada infinita. Por isso, podemos deduzir as seguintes propriedades ideais para o amplificador inversor da Figura 18-13:

1. Como R_{in} é infinita, i_2 é zero.
2. Como A_{VOL} é infinito, v_2 é zero.

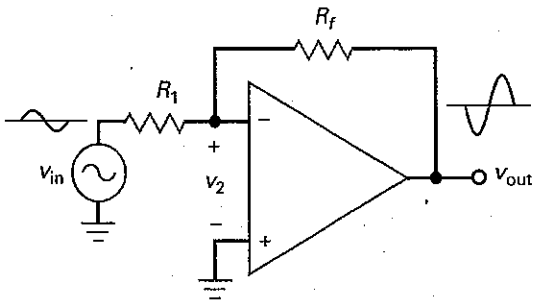
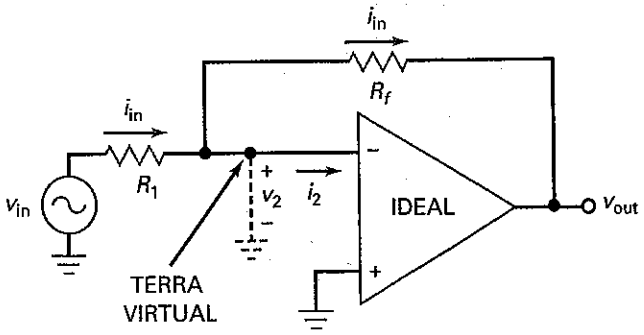


Figura 18-12 Amplificador inversor.

Figura 18–13 O conceito de terra virtual: um curto-circuito para a tensão e um circuito aberto para a corrente.



Como i_2 é zero na Figura 18-13, a corrente através de R_f tem que ser igual à corrente de entrada através de R_1, conforme mostrado. Além disso, como v_2 é zero, o terra virtual da Figura 18-13 informa que a entrada inversora atua como um terra para a tensão, mas um circuito aberto para a corrente!

O terra virtual é muito incomum. É como se ele fosse um terra parcial porque é um curto-circuito para a tensão, mas um circuito aberto para a corrente. Para nos lembrar dessa qualidade de terra parcial, a Figura 18-13 usa uma linha tracejada entre a entrada inversora e GND. A linha tracejada significa que nenhuma corrente pode fluir para GND. Embora o terra virtual seja uma aproximação ideal, ele proporciona respostas muito precisas quando usado com uma forte realimentação negativa.

Ganho de Tensão

Na Figura 18-14, visualize um terra virtual na entrada inversora. Então, à direita de R_1 existe um terra para a tensão, assim podemos escrever:

$$v_{in} = i_{in} R_1$$

De forma similar, à esquerda de R_f existe um terra para a tensão, assim a amplitude da tensão de saída é:

$$v_{out} = -i_{in} R_f$$

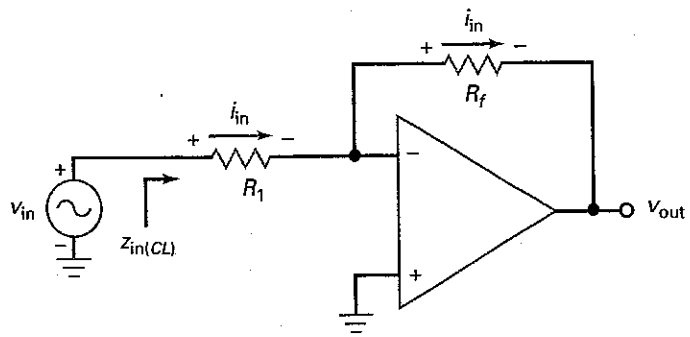
Divida v_{out} por v_{in} para obter o ganho de tensão:

$$A_{v(CL)} = \frac{-R_f}{R_1} \tag{18-3}$$

onde $A_{v(CL)}$ é o ganho de tensão em malha fechada (CL – *closed-loop*). Esse parâmetro é chamado de **ganho de tensão em malha fechada** porque ele é o ganho de tensão quando existe um percurso de realimentação entre a saída e a entrada. Devido à realimentação negativa, o ganho de tensão em malha fechada $A_{v(CL)}$ é sempre menor que o ganho de tensão em malha aberta A_{VOL}.

Veja como a Equação (18-3) é simples e prática. O ganho de tensão em malha fechada é igual à razão entre a resistência de realimentação e a resistência de entra-

Figura 18–14 No amplificador inversor, a mesma corrente percorre os dois resistores.



É BOM SABER

Um amplificador inversor pode ter mais de uma entrada porque, com o ponto de terra virtual, cada entrada está efetivamente isolada uma da outra. Cada entrada vê a sua própria impedância de entrada e nada mais.

da. Por exemplo, se $R_1 = 1\ k\Omega$ e $R_f = 50\ k\Omega$, o ganho de tensão em malha fechada é 50. Devido à realimentação negativa intensa, esse ganho de tensão em malha fechada é muito estável. Se A_{VOL} variar em função da temperatura, de variações na tensão de alimentação ou da substituição do amp-op, $A_{v(CL)}$ ainda será próximo de 50. O Capítulo 19 discute a estabilidade do ganho com mais detalhes. O sinal negativo na equação do ganho de tensão indica um deslocamento de fase de 180°.

Impedância de Entrada

Em algumas aplicações, um projetista pode querer uma impedância de entrada específica. Essa é uma das vantagens de um amplificador inversor; é fácil estabelecer uma impedância de entrada desejada. Veja por que: como o terminal direito de R_1 está virtualmente aterrado, a impedância de entrada em malha fechada é:

$$z_{in(CL)} = R_1 \qquad \textbf{(18-4)}$$

Essa é a impedância visualizada a partir do terminal esquerdo de R_1, como mostra a Figura 18-14. Por exemplo, se uma impedância de entrada de 2 kΩ e um ganho de tensão em malha fechada de 50 forem desejados, o projetista pode usar $R_1 = 2\ k\Omega$ e $R_f = 100\ k\Omega$.

Largura de Banda

A **largura de banda em malha aberta** ou a freqüência de corte de um amp-op é muito baixa por causa do capacitor de compensação interno. Para o 741C:

$$f_{2(OL)} = 10\ \text{Hz}$$

Nessa freqüência, o ganho de tensão em malha aberta muda de inclinação decaindo como uma resposta de primeira ordem.

Quando a realimentação negativa é usada, a largura de banda total aumenta. Eis o motivo: quando a freqüência de entrada é maior que $f_{2(OL)}$, A_{VOL} diminui 20 dB por década. Quando v_{out} tenta diminuir, menos tensão de oposição é realimentada na entrada inversora. Portanto, v_2 aumenta e compensa a diminuição em A_{VOL}. Por isso, $A_{v(CL)}$ muda de inclinação em uma freqüência maior que $f_{2(OL)}$. Quanto maior a realimentação negativa, maior a freqüência de corte em malha fechada. Dizendo de outra forma: quanto menor for $A_{v(CL)}$, maior $f_{2(CL)}$.

A Figura 18-15 ilustra como a largura de banda em malha fechada aumenta com a realimentação negativa. Conforme podemos ver, quanto mais intensa a realimentação negativa (menor $A_{v(CL)}$), maior a largura de banda em malha fechada. A seguir a equação para a largura de banda em malha fechada:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unitário}}}{A_{v(CL)} + 1} \qquad \text{(apenas para o amplificador inversor)}$$

Na maioria das aplicações, $A_{v(CL)}$ é maior que 10 e a equação se simplifica para:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unitário}}}{A_{v(CL)}} \qquad \textbf{(sem inversão)} \qquad \textbf{(18-5)}$$

Por exemplo, quando $A_{v(CL)}$ for 10:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{10} = 100\ \text{kHz}$$

que está de acordo com a Figura 18-14. Se $A_{v(CL)}$ for 100:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{100} = 10\ \text{kHz}$$

que também está de acordo.

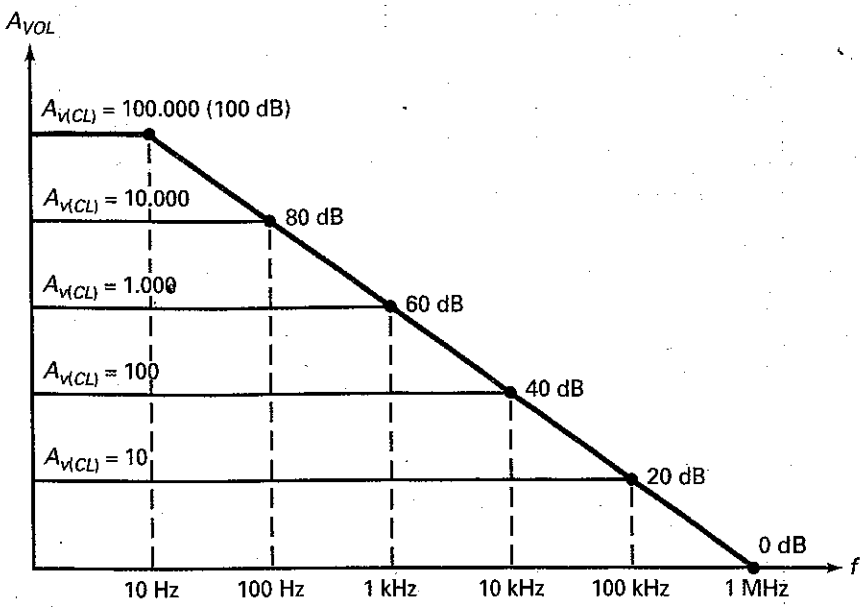


Figura 18–15 Um menor ganho de tensão proporciona uma maior largura de banda.

A Equação (18-5) pode ser rearranjada para a seguinte forma:

$$f_{\text{unitário}} = A_{v(CL)} f_{2(CL)} \tag{18-6}$$

Observe que a freqüência de ganho unitário é igual ao produto do ganho pela largura de banda. Por isso, muitas folhas de dados se referem à freqüência de ganho unitário como o **produto ganho-largura de banda** (**GBW** – *gain bandwidth*).

(*Nota*: nenhum símbolo consistente é usado nas folhas de dados para o ganho de tensão em malha aberta. Podemos encontrar qualquer um dos símbolos a seguir: A_{OL}, A_v, A_{vo} e A_{VOL}. Geralmente fica evidente nas folhas de dados que todos esses símbolos representam o ganho de tensão em malha aberta do amp-op. Usaremos o símbolo A_{VOL} neste livro.)

Polarização e Offsets

A realimentação negativa reduz o erro de saída provocado pela corrente de polarização de entrada, corrente de *offset* de entrada e tensão de *offset* de entrada. No Capítulo 17 discutimos as três tensões de erro de entrada e a equação para a tensão de erro de saída total:

$$V_{\text{erro}} = A_{VOL}(V_{1\text{erro}} + V_{2\text{erro}} + V_{3\text{erro}})$$

Quando a realimentação negativa é usada, essa equação pode ser escrita como:

$$V_{\text{erro}} \cong \pm A_{v(CL)}(\pm V_{1\text{erro}} \pm V_{2\text{erro}} \pm V_{3\text{erro}}) \tag{18-7}$$

onde V_{erro} é a tensão de erro de saída total. Observe que a Equação (18-7) inclui os sinais ±. As folhas de dados não incluem os sinais ± porque está implícito que os erros podem ser em qualquer direção. Por exemplo, qualquer uma das correntes de base pode ser maior que a outra e a tensão de *offset* de entrada pode ser positiva ou negativa.

Na produção em massa, os erros de entrada podem se somar a ponto de se ter o pior caso possível. Os erros de entrada foram discutidos no Capítulo 17 e são repetidos a seguir:

$$V_{1\text{erro}} = (R_{B1} - R_{B2})I_{\text{in(bias)}} \tag{18-8}$$

$$V_{2\text{erro}} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{\text{in(off)}}}{2} \tag{18-9}$$

$$V_{3erro} = V_{in(off)} \quad (18\text{-}10)$$

Quando $A_{v(CL)}$ é pequeno, o erro de saída total dado pela Equação (18-7) pode ser pequeno o suficiente para ser ignorado. Caso contrário, será necessário um resistor de compensação e cancelamento de *offset*.

Num amplificador inversor, R_{B2} é a resistência de Thévenin vista quando se olha para trás a partir da entrada inversora em direção à fonte. Essa resistência é dada por:

$$\mathbf{R}_{B2} = \mathbf{R}_1 \parallel \mathbf{R}f \quad (18\text{-}11)$$

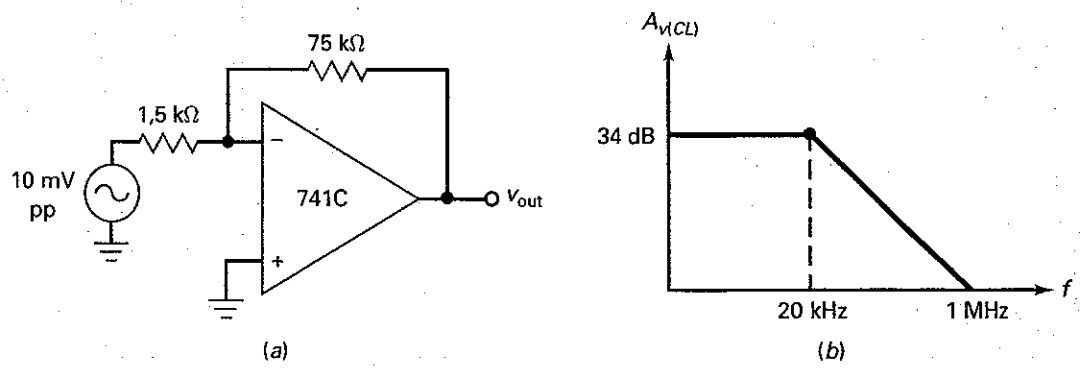
Se for necessário compensar a corrente de polarização de entrada, uma resistência R_{B1} igual deverá ser conectada na entrada não-inversora. Essa resistência não tem efeito na aproximação do terra virtual porque nenhuma corrente do sinal ca passa por ele.

Exemplo 18–7

MultiSim

A Figura 18-6*a* é um circuito equivalente ca, assim podemos ignorar o erro de saída causado pelas polarizações e *offsets* de entrada. Qual é o ganho de tensão de malha fechada e a largura de banda? Qual a tensão de saída em 1 kHz e em 1 MHz?

Figura 18–16 Exemplo.



SOLUÇÃO Usando a Equação (18-3), o ganho de tensão de malha fechada é:

$$A_{v(CL)} = \frac{-75\ \text{k}\Omega}{1{,}5\ \text{k}\Omega} = -50$$

Usando a Equação (18-5), a largura de banda de malha fechada é:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{50} = 20\ \text{k}$$

A Figura 18-16*b* mostra o gráfico de Bode ideal do ganho de tensão em malha fechada. O decibel equivalente de 50 é 34 dB. (Artifício: 50 é metade de 100, ou 6 dB abaixo de 40 dB.)

A tensão de saída em 1 kHz é:

$$v_{out} = (-50)(10\ \text{mV pp}) = -500\ \text{mV pp}$$

Como 1 MHz é a freqüência de ganho unitário, a tensão de saída em 1 MHz é:

$$v_{out} = -10\ \text{mV pp}$$

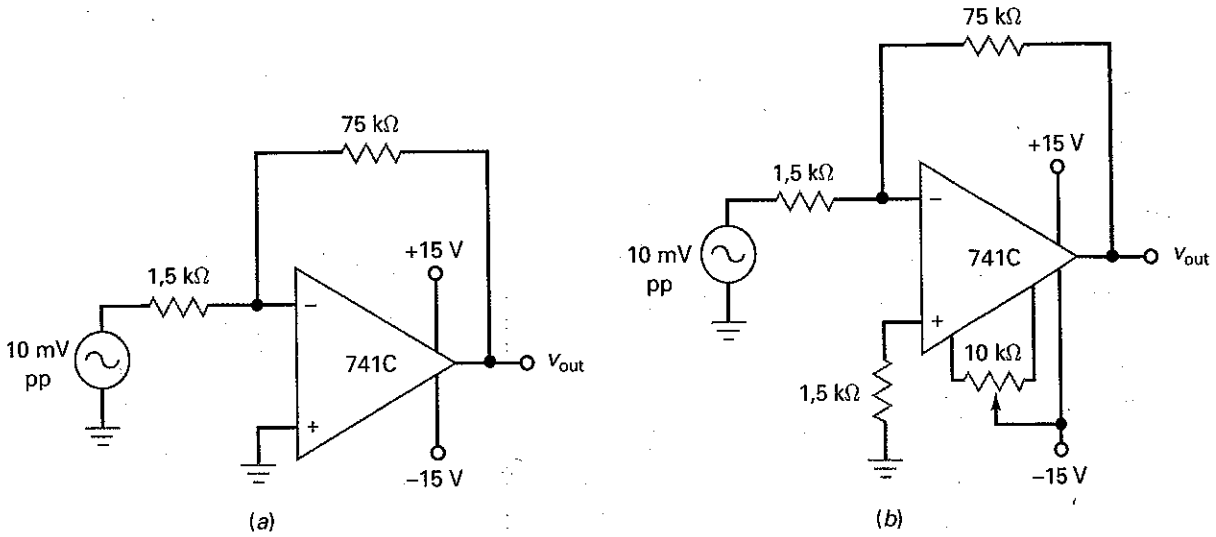
Novamente, o valor de saída negativo (–) indica um defasamento de 180° entre a entrada e a saída.

PROBLEMA PRÁTICO 18–7 Na Figura 18-16*a*, qual a tensão de saída em 100 kHz: [*Sugestão:* use a Equação (16-20).]

Exemplo 18–8

Qual a tensão de saída na Figura 18-17 quando v_{in} é zero? Use os valores típicos dados na Tabela 18-1.

Figura 18–17 Exemplo.



SOLUÇÃO A Tabela 18-1 mostra esses valores para um 741C: $I_{in(bias)} = 80$ nA, $I_{in(off)} = 20$ nA e $V_{in(off)} = 2$ mV. Usando a Equação (18-11):

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_f = 1{,}5\ \text{k}\Omega \parallel 75\ \text{k}\Omega = 1{,}47\ \text{k}\Omega$$

Usando as Equações (18-8) a (18-10), as três tensões de erro de entrada são:

$$V_{1erro} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(bias)} = (-1{,}47\ \text{k}\Omega)(80\ \text{nA}) = -0{,}118\ \text{mV}$$

$$V_{2erro} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (1{,}47\ \text{k}\Omega)(10\ \text{nA}) = 0{,}0147\ \text{mV}$$

$$V_{3erro} = V_{in(off)} = 2\ \text{mV}$$

O ganho de tensão em malha fechada é 50, calculado no exemplo anterior. Usando a Equação (18-7), some os erros na condição de pior caso possível obtendo uma tensão de erro de saída de:

$$V_{erro} = \pm 50(0{,}118\ \text{mV} + 0{,}0147\ \text{mV} + 2\ \text{mV}) = \pm 107\ \text{mV}$$

PROBLEMA PRÁTICO 18–8 Repita o Exemplo 18-8 usando um amp-op LF157A.

Exemplo 18–9

No exemplo anterior, usamos parâmetros típicos. A folha de dados de um 741C fornece os seguintes parâmetros de pior caso: $I_{in(bias)} = 500$ nA, $I_{in(off)} = 200$ nA e $V_{in(off)} = 6$ mV. Recalcule a tensão de saída quando v_{in} for zero na Figura 18-17*a*.

SOLUÇÃO Usando as Equações (18-8) a (18-10), as três tensões de erro de entrada são:

$$V_{1erro} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(bias)} = (-1{,}47\ \text{k}\Omega)(500\ \text{nA}) = -0{,}735\ \text{mV}$$

$$V_{2erro} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (1{,}47\ \text{k}\Omega)(100\ \text{nA}) = 0{,}147\ \text{mV}$$

$$V_{3erro} = V_{in(off)} = 6\ \text{mV}$$

Somando os erros para a condição de pior caso possível, obtemos a tensão de erro de saída de:

$$V_{erro} = \pm 50(0{,}735\ \text{mV} + 0{,}147\ \text{mV} + 6\ \text{mV}) = \pm 344\ \text{mV}$$

No Exemplo 18-7, a tensão de saída desejada foi 500 mVpp. Podemos ignorar essa grande tensão de erro de saída? Depende da aplicação. Por exemplo, suponha que precisemos apenas amplificar sinais de áudio com freqüências entre 20 Hz e 20 kHz. Então, podemos acoplar capacitivamente a saída à carga ou ao próximo estágio. Isso bloqueia a tensão de erro cc mas permite a passagem do sinal ca. Nesse caso, o erro de saída é irrelevante.

Por outro lado, se queremos amplificar sinais com freqüências de 0 a 20 kHz, então precisamos usar um amp-op melhor (com polarizações e *offsets* menores), ou modificar o circuito como mostra a Figura 18-17*b*. Nessa figura, acrescentamos um resistor de compensação na entrada não-inversora para eliminar o efeito da corrente de polarização de entrada. Além disso, estamos usando um potenciômetro de 10 kΩ para cancelar os efeitos da corrente de *offset* de entrada e da tensão de *offset* de entrada.

18-4 Amplificador Não-Inversor

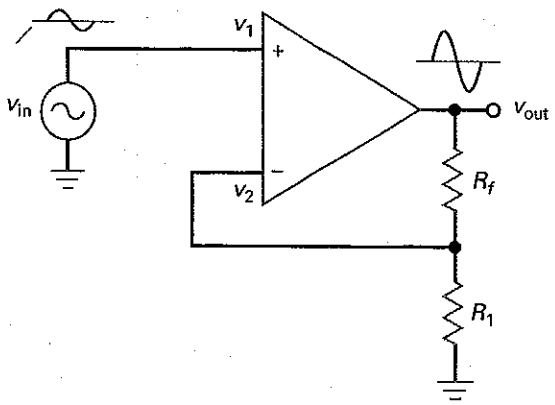
O **amplificador não-inversor** é um outro circuito básico com amp-op. Ele usa realimentação negativa para estabilizar o ganho de tensão total. Com esse tipo de amplificador, a realimentação negativa também aumenta a impedância de entrada e diminui a impedância de saída.

Circuito Básico

A Figura 18-18 mostra o circuito equivalente ca de um amplificador não-inversor. Uma tensão de entrada v_{in} aciona a entrada não-inversora. Essa tensão de entrada é amplificada para produzir a tensão de saída em fase mostrada. Parte da tensão de saída é realimentada na entrada através de um divisor de tensão. A tensão em R_1 é a tensão de realimentação aplicada na entrada inversora. Essa tensão de realimentação é quase igual à tensão de v_2. Devido ao alto ganho de tensão em malha aberta, a diferença entre v_1 e v_2 é muito pequena. Visto que a tensão de realimentação se opõe à tensão de entrada, temos uma realimentação negativa.

Eis como a realimentação negativa estabiliza o ganho de tensão total: se o ganho de tensão em malha aberta A_{VOL} aumentar por qualquer razão, a tensão de saída irá aumentar e realimentar mais tensão na entrada inversora. Essa tensão de realimentação em oposição reduz a tensão de entrada líquida $v_1 - v_2$. Portanto, ainda que A_{VOL} aumente, $v_1 - v_2$ diminui e a saída final aumenta bem menos do que ocorreria sem a realimentação negativa. O resultado final é apenas um pequeno aumento na tensão de saída.

Figura 18-18 O amplificador não-inversor.



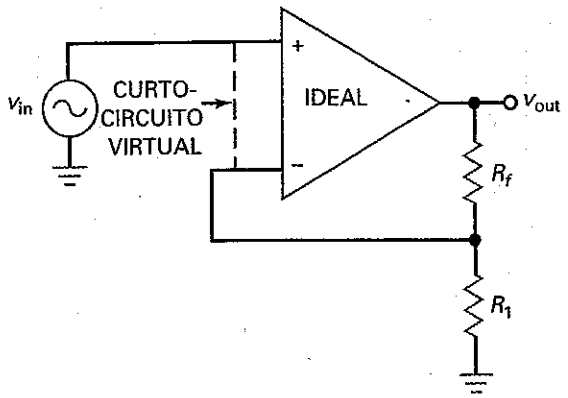


Figura 18–19 Existe um curto-circuito virtual entre as duas entradas do amp-op.

Curto-Circuito Virtual

Quando conectamos um pedaço de fio entre dois pontos num circuito, as tensões nos dois pontos em relação a GND são iguais. Além disso, o fio proporciona um percurso para a corrente fluir entre os dois pontos. Um *curto-circuito mecânico* (um fio entre dois pontos) é um curto-circuito tanto para a tensão quanto para a corrente.

Um **curto-circuito virtual** é diferente. Esse tipo de curto-circuito pode ser usado na análise de amplificadores não-inversores. Com um curto-circuito virtual, podemos rápida e facilmente analisar amplificadores não-inversores e circuitos relacionados.

Um curto-circuito virtual usa as duas propriedades a seguir de um amp-op ideal:

1. Visto que R_{in} é infinita, as correntes nas duas entradas são zero.
2. Visto que A_{VOL} é infinito, $v_1 - v_2$ é zero.

A Figura 18-19 mostra um curto-circuito virtual entre os terminais de entrada do amp-op. O curto-circuito virtual é um curto-circuito para a tensão, mas um circuito aberto para a corrente. Como recordação, a linha tracejada significa que nenhuma corrente pode fluir através dela. Embora o curto-circuito virtual seja uma aproximação ideal, ele nos proporciona respostas bastante precisas quando usado com realimentação negativa intensa.

Eis como usaremos o terra virtual: sempre que analisamos um amplificador não-inversor ou um circuito similar, podemos visualizar um curto-circuito virtual entre os terminais de entrada do amp-op. Enquanto o amp-op estiver operando na região linear (sem saturação positiva ou negativa), o ganho de tensão de malha aberta se aproxima do infinito e um curto-circuito virtual existe entre os dois terminais de entrada.

Mais um detalhe: por causa do curto-circuito virtual, a tensão na entrada inversora segue a tensão na entrada não-inversora. Se a tensão na entrada não-inversora aumenta ou diminui, a tensão na entrada inversora imediatamente aumenta ou diminui o mesmo valor. Essa ação de seguir o líder é denominada ***bootstrapping***. A entrada não-inversora empurra a entrada inversora para cima ou para baixo um valor igual. Descrito de outra forma, a entrada inversora sofre um *bootstrap* da entrada não-inversora.

É BOM SABER

Em relação à Figura 18-19, a impedância de entrada em malha fechada $z_{in(CL)} = R_{in}(1 + A_{VOL}B)$, onde R_{in} representa a resistência de entrada em malha aberta.

Ganho de Tensão

Na Figura 18-20, visualize um curto-circuito virtual entre os terminais de entrada do amp-op. Então, o terra virtual significa que a tensão de entrada aparece sobre R_1, conforme mostrado. Assim, podemos escrever:

$$v_{in} = i_1 R_1$$

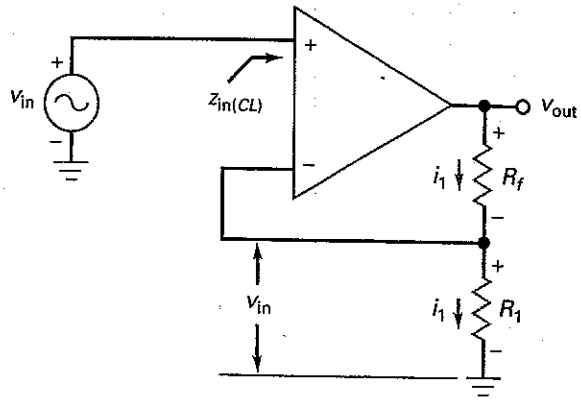


Figura 18–20 A tensão de entrada aparece sobre R_1 e a mesma corrente percorre os resistores.

Como nenhuma corrente pode fluir no curto-circuito virtual, a mesma corrente i_1 tem que percorrer R_f, o que significa que a tensão de saída é dada por:

$$v_{out} = i_1(R_f + R_1)$$

Dividimos v_{out} por v_{in} para obter o ganho de tensão:

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f + R_1}{R_1}$$

ou

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1 \qquad \textbf{(18-12)}$$

Essa é fácil de lembrar porque é a mesma equação de um amplificador inversor, exceto pelo acréscimo de 1 à razão de resistências. Além disso, observe que a saída está em fase em relação à entrada. Portanto, o sinal negativo não é usado na equação do ganho de tensão.

Outros Parâmetros

A impedância de entrada em malha fechada se aproxima do infinito. No próximo capítulo, analisaremos matematicamente o efeito da realimentação negativa e mostraremos que a realimentação negativa aumenta a impedância de entrada. Visto que a impedância de entrada de malha aberta já é muito alta (2 MΩ para um 741C), a impedância de entrada de malha fechada será ainda maior.

O efeito da realimentação negativa na largura de banda é o mesmo que ocorre com o amplificador inversor:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unitário}}}{A_{v(CL)}}$$

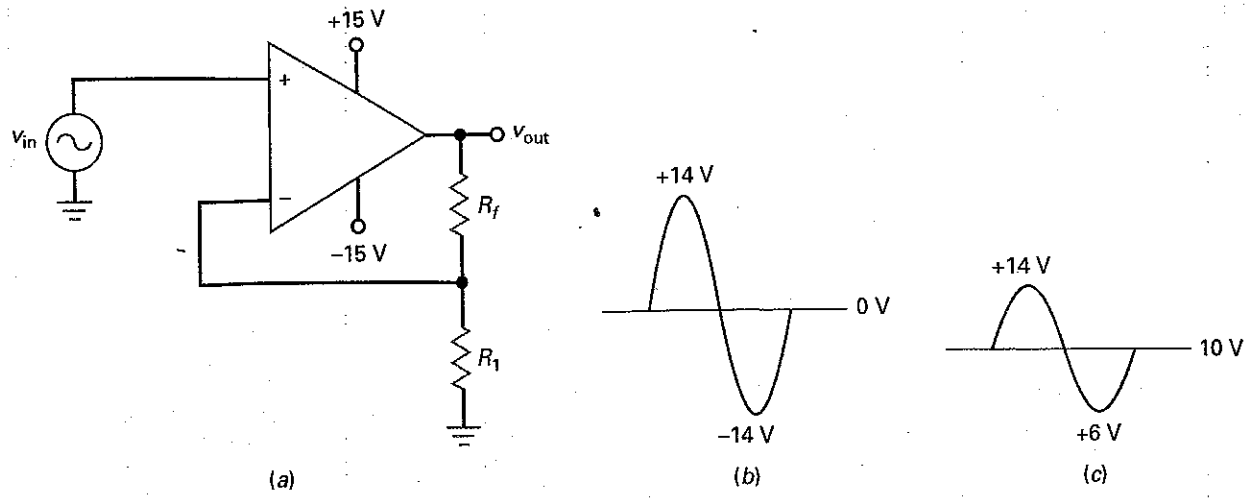
Novamente, podemos negociar ganho de tensão por largura de banda. Quanto menor o ganho de tensão em malha fechada, maior a largura de banda.

As tensões de erro de entrada causadas pela corrente de polarização de entrada, corrente de *offset* de entrada e tensão de *offset* de entrada são analisadas da mesma forma que no caso do amplificador inversor. Após o cálculo de cada erro de entrada, podemos multiplicar pelo ganho de tensão em malha fechada para obter o erro de saída total.

R_{B2} é a resistência de Thévenin vista quando se olha da entrada do inversor em direção ao divisor de tensão. Essa resistência é a mesma que no caso do amplificador inversor:

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_f$$

Figura 18–21 A tensão de erro de saída reduz o MPP.



Se for necessário compensar a corrente de polarização de entrada, uma resistência R_{B1} igual deverá ser conectada à entrada não-inversora. Essa resistência não tem efeito na aproximação do curto-circuito virtual porque nenhuma corrente ca do sinal flui através dela.

A Tensão de Erro de Saída Reduz o MPP

Conforme discutido anteriormente, se sinais ca são amplificados, podemos acoplar de forma capacitiva o sinal de saída à carga. Nesse caso, podemos ignorar a tensão de erro de saída a menos que ela seja excessivamente grande. Se a tensão de erro de saída for grande, reduzirá significativamente o MPP, que é a máxima tensão pico a pico de saída sem ceifamento.

Por exemplo, se não há tensão de erro na saída, o amplificador não-inversor da Figura 18-21*a* pode variar dentro de aproximadamente um ou dois volts de qualquer tensão de alimentação. Por questão de simplificação, considere que o sinal de saída possa variar de +14 V a –14 V, dando um MPP de 28 V, como mostra a Figura 18-21*b*. Agora, suponha que a tensão de erro de saída seja +10 V, como mostra a Figura 18-21*c*. Com essa tensão de erro de saída grande, a máxima tensão pico a pico sem ceifamento é de +14 a +6 V, sendo o MPP de apenas 8 V. Ainda pode ser aceitável se a aplicação não necessitar de um sinal de saída maior. Essa é a conclusão a ser lembrada: quanto maior a tensão de erro de saída, menor o valor de MPP.

Exemplo 18–10

MultiSim

Na Figura 18-22*a*, qual o ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda? Qual a tensão de saída em 250 kHz?

SOLUÇÃO Usando a Equação (18-12):

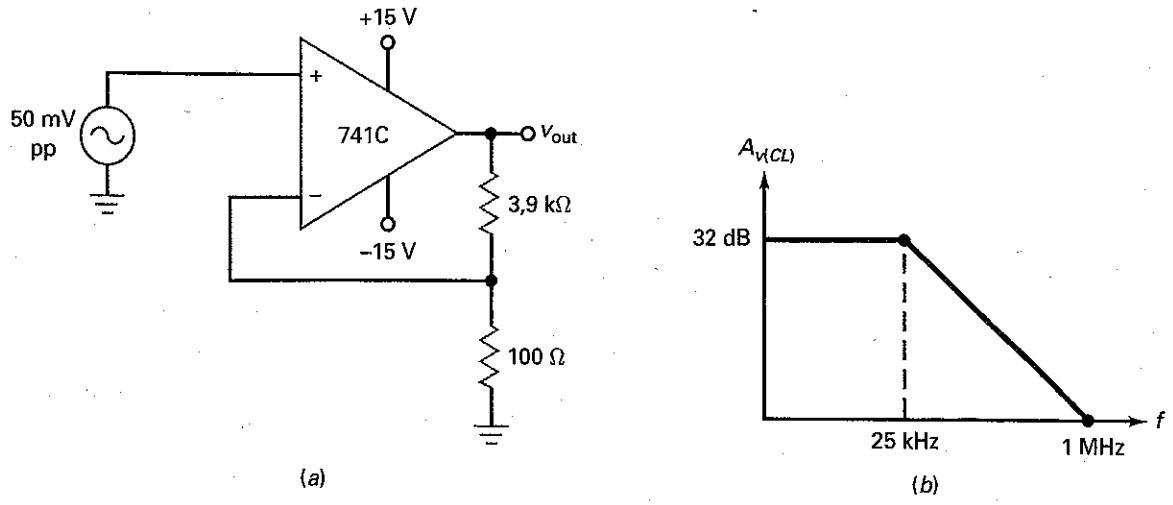
$$A_{v(CL)} = \frac{3{,}9\,\text{k}\Omega}{100\,\Omega} + 1 = 40$$

Dividindo a freqüência de ganho unitário pelo ganho de tensão em malha fechada, obtemos:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\,\text{MHz}}{40} = 25\,\text{kHz}$$

A Figura 18-22*b* mostra o gráfico de Bode ideal do ganho de tensão em malha fechada. O decibel equivalente de 40 é 32 dB. (Artifício: 40 = 10 × 2 × 2 ou 20 dB

Figura 18–22 Exemplo.



+ 6 dB + 6 dB = 32 dB.) Visto que o $A_{v(CL)}$ muda de inclinação em 25 kHz, ele cai 20 dB em 250 kHz. Isso significa que $A_{v(CL)}$ = 12 dB em 250 kHz, que é equivalente a um ganho de tensão comum de 4. Portanto, a tensão de saída em 250 kHz é:

$$v_{out} = 4\,(50 \text{ mV pp}) = 200 \text{ mV pp}$$

PROBLEMA PRÁTICO 18–10 Na Figura 18-22, troque o resistor de 3,9 kΩ por um de 4,9 kΩ. Calcule $A_{v(CL)}$ e v_{out} em 200 kHz.

Exemplo 18–11

Por conveniência, repetimos os parâmetros de pior caso de um 741C: $I_{in(bias)}$ = 500 nA, $I_{in(off)}$ = 200 nA e $V_{in(off)}$ = 6 mV. Qual a tensão de erro de saída na Figura 18-22a?

SOLUÇÃO R_{B2} é o equivalente paralelo de 3,9 kΩ e 100 Ω, que é aproximadamente 100 Ω. Usando as Equações (18-8) a (18-10), as três tensões de erro de entrada são:

$$V_{1erro} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(bias)} = (-100\ \Omega)(500 \text{ nA}) = -0{,}05 \text{ mV}$$

$$V_{2erro} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (100\ \Omega)(100 \text{ nA}) = 0{,}01 \text{ mV}$$

$$V_{3erro} = V_{in(off)} = 6 \text{ mV}$$

Somando os erros da condição de pior caso possível obtemos uma tensão de erro de saída de:

$$V_{erro} = \pm 40(0{,}05 \text{ mV} + 0{,}01 \text{ mV} + 6 \text{ mV}) = \pm\ 242 \text{ mV}$$

Se essa tensão de erro de saída for um problema, podemos usar um potenciômetro de 10 kΩ, conforme descrito anteriormente, para cancelar a saída.

18-5 Duas Aplicações de Amp-Ops

As aplicações de amp-op são tão vastas e variadas que é impossível discuti-las de forma abrangente neste capítulo. Além disso, precisamos entender melhor a realimentação negativa antes de analisar aplicações mais avançadas. Por enquanto, vamos analisar dois circuitos práticos.

Amplificador Somador

Sempre que precisamos combinar dois ou mais sinais analógicos em uma única saída, o **amplificador somador** mostrado na Figura 18-23*a* é uma escolha natural. Por questão de simplicidade, o desenho mostra apenas duas entradas, mas podemos ter tantas entradas quantas forem necessárias para a aplicação. Um circuito como esse amplifica cada sinal de entrada. O ganho de cada *canal* ou entrada é dado pela razão entre a resistência de realimentação e a resistência da entrada desejada. Por exemplo, os ganhos de tensão em malha fechada na Figura 18-23*a* são:

$$A_{v1(CL)} = \frac{-R_f}{R_1} \quad \text{e} \quad A_{v2(CL)} = \frac{-R_f}{R_2}$$

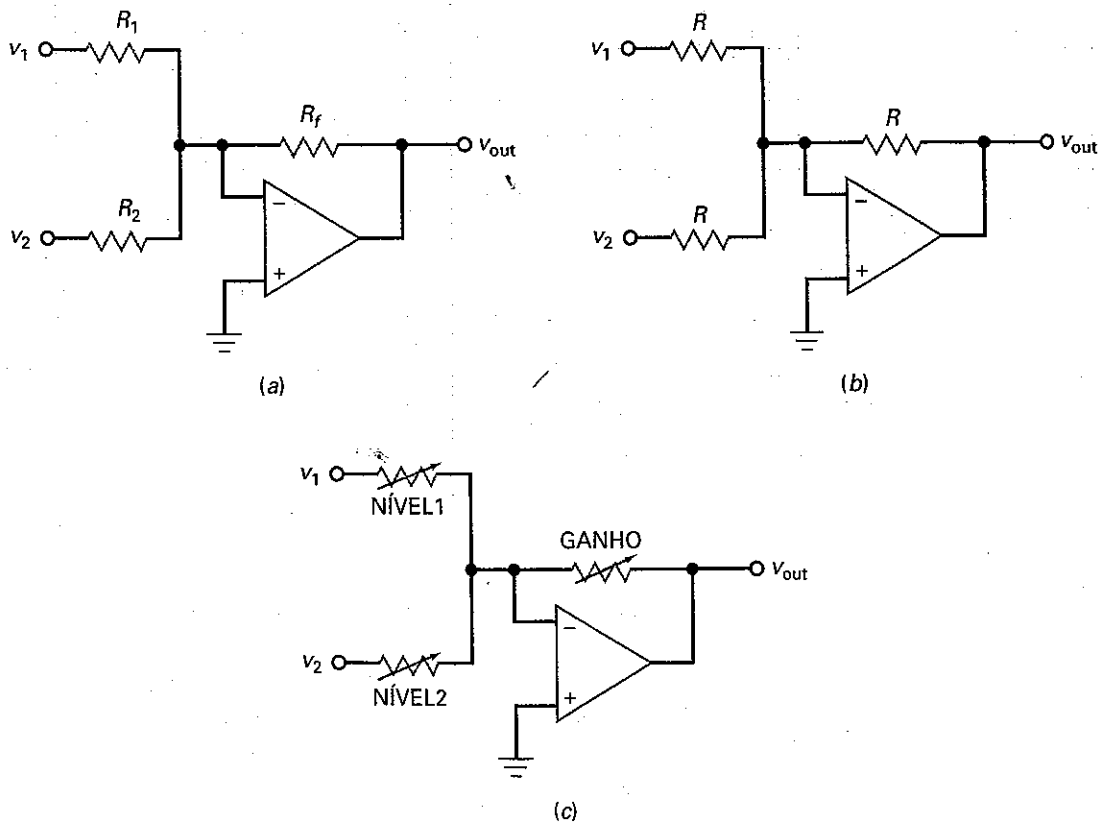
O circuito somador combina todos os sinais de entrada amplificados em uma única saída, dada por:

$$v_{out} = A_{v1(CL)}v_1 + A_{v2(CL)}v_2 \tag{18-13}$$

A Equação (18-13) é fácil de ser provada. Como a entrada inversora é um terra virtual, a corrente de entrada total é:

$$i_{in} = i_1 + i_2 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}$$

Figura 18–23 Amplificador somador.



Devido ao terra virtual, todas essas correntes passam pelo resistor de realimentação, produzindo uma tensão de saída com uma amplitude de:

$$v_{out} = (i_1 + i_2)R_f = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2\right)$$

Aqui vemos que cada tensão de entrada é multiplicada pelo ganho do canal correspondente e os valores são somados produzindo a saída total. O mesmo resultado se aplica a qualquer número de entradas.

Em algumas aplicações, todas as resistências são iguais, como mostra a Figura 18-23*b*. Nesse caso, cada canal tem um ganho de tensão em malha fechada unitário (1) e a saída é dada por:

$$v_{out} = -(v_1 + v_2 + ... + v_n)$$

Essa é uma forma conveniente de combinar sinais de entrada mantendo suas amplitudes relativas. O sinal de saída combinado pode então ser processado por outros circuitos.

A Figura 18-23*c* é um **misturador** (*mixer*), uma maneira conveniente de combinar sinais de áudio em um sistema de áudio de alta fidelidade. Os resistores ajustáveis nos permitem ajustar o nível de cada entrada e o controle de ganho nos permite ajustar o volume de saída combinado. Diminuindo o NÍVEL 1, podemos fazer com que o sinal v_1 tenha um volume maior na saída. Diminuindo o NÍVEL 2, podemos aumentar o volume do sinal v_2 na saída. Aumentando o GANHO, podemos aumentar o volume dos dois sinais.

Um detalhe final: se um circuito somador precisar ser compensado acrescentando uma resistência igual na entrada não-inversora, a resistência a ser usada será a resistência de Thévenin vista a partir da entrada inversora de volta para as fontes. Essa resistência é dada pelo equivalente em paralelo de todas as resistências conectadas ao terra virtual:

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_f \parallel ... \parallel R_n \qquad \textbf{(18-14)}$$

Seguidor de Tensão

No Capítulo 11, discutimos o seguidor de emissor e vimos como foi útil para aumentar a impedância de entrada enquanto produzia um sinal de saída quase igual ao de entrada. O **seguidor de tensão** é equivalente a um seguidor de emissor, exceto que o primeiro funciona muito melhor que o segundo.

A Figura 18-24*a* mostra o circuito equivalente ca para um seguidor de tensão. Embora ele se mostre incrivelmente simples, o circuito é bem próximo do ideal porque a realimentação negativa é máxima. Como podemos ver, a resistência de realimentação é zero. Portanto, toda a tensão de saída é realimentada na entrada inversora. Por causa do curto-circuito virtual entre as entradas do amp-op, a tensão de saída é igual à tensão de entrada:

$$v_{out} = v_{in}$$

o que significa que o ganho de tensão em malha fechada é:

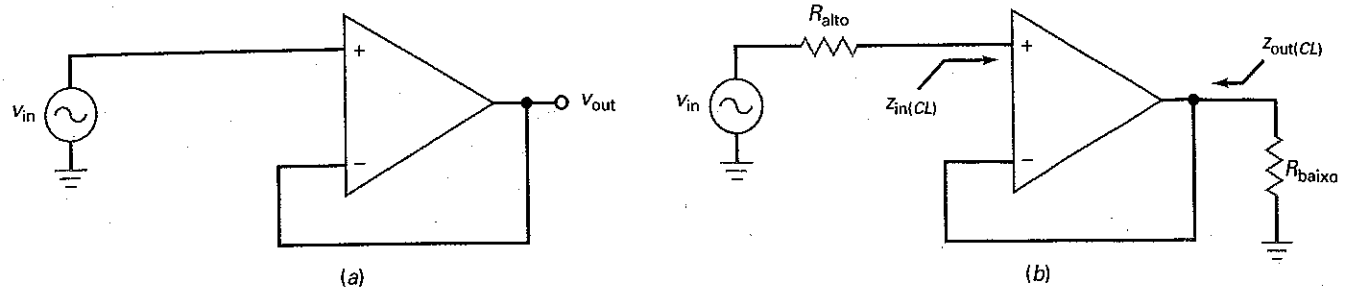
$$A_{v(CL)} = 1 \qquad \textbf{(18-15)}$$

Podemos obter o mesmo resultado calculando o ganho de tensão em malha fechada com a Equação (18-12). Visto que $R_f = 0$ e $R_1 = \infty$:

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1 = 1$$

Portanto, o seguidor de tensão é um circuito seguidor perfeito porque produz uma tensão de saída exatamente igual à tensão de entrada (ou próxima o suficiente para satisfazer a quase todas as aplicações).

Figura 18–24 (a) O seguidor de tensão tem um ganho unitário e uma largura de banda máxima; (b) o seguidor de tensão permite que uma fonte de alta impedância acione uma carga de baixa impedância sem queda de tensão.



Além disso, a realimentação negativa máxima produz uma impedância de entrada de malha fechada muito maior que a impedância de entrada em malha aberta (2 MΩ para um 741C). Além do mais, a realimentação negativa máxima produz uma impedância de saída em malha fechada muito menor que a impedância de saída em malha aberta (75 Ω para um 741C). Portanto, temos um método quase perfeito para converter uma fonte de impedância alta em uma fonte de impedância baixa.

A Figura 18-24*b* ilustra a idéia. A fonte ca de entrada tem uma impedância de saída alta (R_{alto}). A carga tem uma impedância baixa (R_{baixo}). Devido à realimentação negativa ser máxima no seguidor de tensão, a impedância de entrada em malha fechada $z_{in(CL)}$ é incrivelmente alta e a impedância de saída em malha fechada $z_{out\ (CL)}$ é incrivelmente baixa. Como resultado, toda a tensão da fonte de entrada aparece no resistor de carga.

O ponto crucial a ser entendido é o seguinte: o seguidor de tensão é a interface ideal para ser usada entre uma fonte de alta impedância e uma carga de baixa impedância. Basicamente, ele transforma a fonte de tensão de alta impedância em uma fonte de tensão de baixa impedância. Veremos que o seguidor de tensão é bastante usado na prática.

Como $A_{v(CL)} = 1$ em um seguidor de tensão, a largura de banda em malha fechada é máxima e igual a:

$$f_{2(CL)} = f_{\text{unitário}} \tag{18-16}$$

Uma outra vantagem é o erro de offset de saída baixo porque os erros de entrada não são amplificados. Como $A_{v(CL)} = 1$, a tensão de erro de saída total é igual à soma de pior caso dos erros de entrada.

Exemplo 18–12

MultiSim

Três sinais de áudio acionam as entradas do amplificador somador da Figura 18-25. Qual a tensão de saída ca?

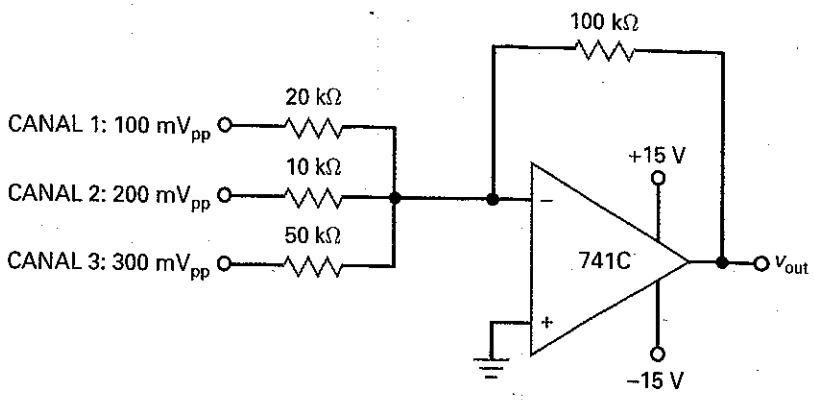
SOLUÇÃO Os canais têm ganhos de tensão em malha fechada de:

$$A_{v1(CL)} = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega} = -5$$

$$A_{v2(CL)} = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = -10$$

$$A_{v3(CL)} = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{50\ \text{k}\Omega} = -2$$

Figura 18–25 Exemplo.



A tensão de saída é:

$$v_{out} = (-5)(100\ \text{mV}_{pp}) + (-10)(200\ \text{mV}_{pp}) + (-2)(300\ \text{mV}_{pp}) = -3{,}1\ \text{V}_{pp}$$

Novamente, o sinal negativo indica um deslocamento de fase de 180°.

Se for necessário compensar a polarização de entrada acrescentando um R_B igual na entrada não-inversora, a resistência a ser usada será:

$$R_{B2} = 20\ \text{k}\Omega \parallel 10\text{k}\Omega \parallel 50\text{k}\Omega \parallel 100\ \text{k}\Omega = 5{,}56\ \text{k}\Omega$$

O valor padrão mais próximo é 5,6 kΩ. Um circuito de cancelamento cuidaria dos erros das entradas restantes.

PROBLEMA PRÁTICO 18–12 Usando a Figura 18-25, as tensões nos canais de entrada são alteradas de valores pico a pico para valores cc positivos. Qual a tensão cc de saída?

Exemplo 18–13

MultiSim

Uma fonte de tensão ca de 10 mV$_{pp}$ com uma resistência interna de 100 kΩ aciona o seguidor de tensão da Figura 18-26*a*. A resistência de carga é 1Ω. Qual a tensão de saída e a largura de banda?

SOLUÇÃO O ganho de tensão em malha fechada é unitário. Portanto:

$$v_{out} = 10\ \text{mV}_{pp}$$

e a largura de banda é:

$$f_{2(CL)} = 1\ \text{MHz}$$

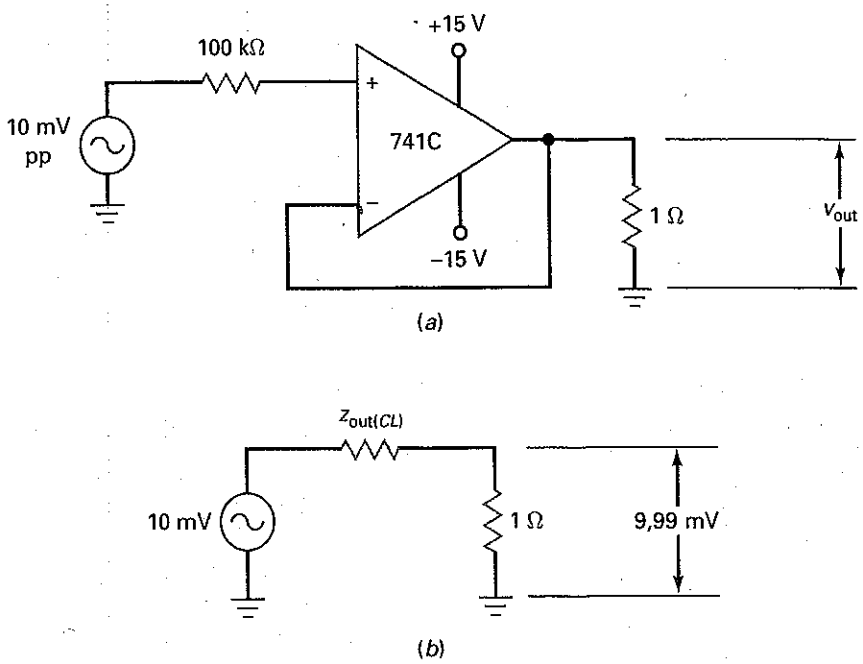
Este exemplo está de acordo com a idéia discutida anteriormente. O seguidor de tensão é uma forma fácil de transformar uma fonte de impedância alta em uma fonte de impedância baixa. Ele faz o que o seguidor de emissor faz, só que muito melhor.

PROBLEMA PRÁTICO 18–13 Repita o Exemplo 18-13 usando um amp-op LF157A.

Exemplo 18–14

Quando o seguidor de tensão da Figura 18-26*a* é implementado no MultiSim, a tensão de saída na carga de 1Ω é 9,99 mV. Mostre como calcular a impedância de saída em malha fechada.

Figura 18–26 Exemplo.



SOLUÇÃO

$$v_{out} = 9{,}99 \text{ mV}$$

A impedância de saída em malha fechada é a mesma que a resistência de Thévenin vista pelo resistor de carga. Na Figura 18-26*b*, a corrente na carga é:

$$i_{out} = \frac{9{,}99 \text{ mV}}{1\,\Omega} = 9{,}99 \text{ mA}$$

Essa corrente na carga flui através de $z_{out(CL)}$. Visto que a tensão em $z_{out(CL)}$ é 0,01 mV:

$$z_{out(CL)} = \frac{0{,}01 \text{ mV}}{9{,}99 \text{ mA}} = 0{,}001\,\Omega$$

Vejamos o significado dessa absorção. Na Figura 18-26*a*, uma fonte de tensão com uma impedância interna de 100 kΩ foi convertida em uma fonte de tensão com uma impedância interna de apenas 0,001 Ω. Impedâncias de saída pequenas como essa significa que estamos nos aproximando de uma fonte de tensão ideal discutida inicialmente no Capítulo 1, Volume 1.

PROBLEMA PRÁTICO 18–14 Na Figura 18-26*a*, se a tensão de saída com carga for 9,95 mV, calcule a impedância de saída em malha fechada.

É BOM SABER

Os circuitos integrados, como os amp-ops, estão substituindo os transistores em circuitos eletrônicos, assim como os transistores substituíram as válvulas. Entretanto, os amp-ops e CIs lineares são na realidade circuitos de microeletrônica.

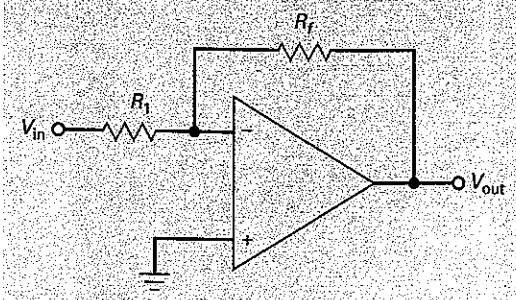
A Tabela 18-1 é um resumo que mostra os circuitos amp-op básicos que discutimos até este momento.

18-6 CIs Lineares

Os amp-ops representam cerca de um terço de todos os CIs lineares. Com amp-ops, podemos implementar uma grande variedade de circuitos úteis. Embora o amp-op seja o mais importante CI linear, outros CIs lineares, como amplificadores de áudio e reguladores de tensão, são também muito usados.

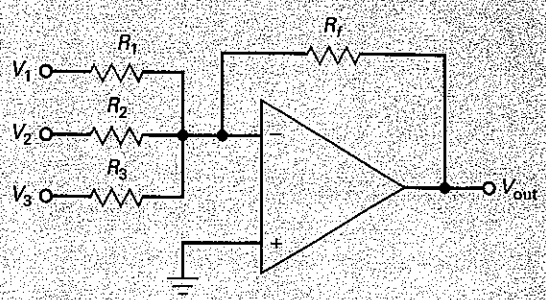
Tabela Resumo 18-1 Configurações Básicas com Amp-Op

Amplificador inversor



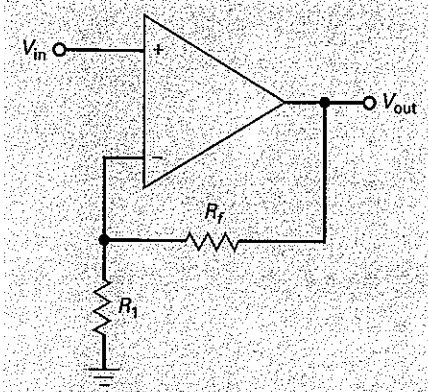
$$A_V = -\frac{R_f}{R_1}$$

Amplificador somador



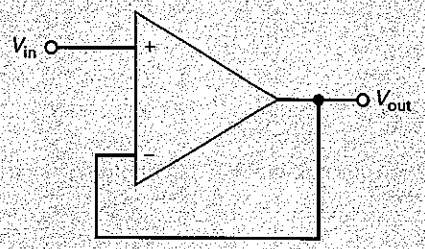
$$A_{V(out)} = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_1}V_2 + \frac{R_f}{R_1}V_3\right)$$

Amplificador não-inversor



$$A_V = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

Seguidor de tensão



$$A_V = 1$$

Tabela de Amp-Ops

Na Tabela 18-2, o prefixo *LF* indica um amp-op BIFET. Por exemplo, o LF351 é o primeiro da tabela. Esse amp-op BIFET tem uma tensão de *offset* de entrada máxima de 10 mV, uma corrente de polarização de entrada de 0,2 nA e uma corrente de *offset* de entrada de 0,1 nA. Ele pode fornecer uma corrente de curto-circuito de 10 mA. Ele tem uma freqüência de ganho unitário de 4 MHz, uma *slew rate* de 13 V/μs, um ganho de tensão em malha aberta de 88 dB e uma razão de rejeição em modo comum de 70 dB.

A tabela contém mais dois parâmetros não discutidos anteriormente. Primeiro, existe uma **razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR** – *power supply rejection ratio*). Esse parâmetro é definido como:

$$\text{PSRR} = \frac{\Delta V_{in(off)}}{\Delta V_S} \tag{18-17}$$

Expressando em palavras, essa equação informa que a razão de rejeição da fonte de alimentação é igual à variação na tensão de *offset* dividida pela variação na tensão de alimentação. Ao fazer essa medida, o fabricante varia as duas fontes simultânea e simetricamente. Se $V_{CC} = +15$ V, $V_{EE} = -15$ V e $\Delta V_S = +1$ V, então V_{CC} torna-se +16 V e V_{EE} torna-se –16 V.

Eis o significado da Equação (18-17): devido ao desequilíbrio nas entradas do amp-dif mais outros efeitos internos, uma variação na tensão de alimentação

Tabela 18-2 Parâmetros Típicos de Amp-Ops Selecionados (25°C)

Número	$V_{in(off)}$ máx, mV	$I_{in(bias)}$ máx nA	$I_{in(off)}$ máx, nA	I_{out} máx mA	$f_{unitário}$ typ, MHz	S_r typ, V/μs	A_{VOL} typ dB	CMRR mín, dB	PSRR mín, dB	Drift typ, μV/°C	Descrição de Amp-Ops
LF351	10	0,2	0,1	10	4	13	88	70	−76	10	BIFET
LF353	10	0,2	,1	10	4	13	88	70	−76	10	BIFET duplo
LF356	5	0,2	0,05	20	5	12	94	85	−85	5	banda larga
LF411A	0,5	200	100	20	4	15	88	80	−80	10	BIFET de baixo *offset*
LM12	7	300	100	10 A†	0,7	9	94	75	−80	50	Alta potência, 80 W de saída
LM301A	7,5	250	50	10	1 +	0,5 +	108	70	−70	30	Compensação externa
LM307	7,5	250	50	10	1	0,5	108	70	−70	30	709 melhorado, comp. interna
LM308	7,5	7	1	5	0,3	0,15	108	80	−80	30	Precisão
LM318	10	500	200	10	15	70	86	70	−65	-	Alta velocidade, alta *slew rate*
LM324	4	10	2	5	0,1	0,05	94	80	−90	10	Quádruplo de baixa potência
LM348	6	500	200	25	1	0,5	100	70	−70	-	741 quádruplo
LM675	10	2 μa*	500	3 A†	5,5	8	90	70	−70	25	Alta potência, 25 W de saída
LM741C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	−70	-	Clássico original
LM747C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	−70	-	Duplo 741
LM833	5	1 μa	200	10	15	7	90	80	−80	2	Baixo ruído
LM1458	6	500	200	20	1	0,5	104	70	−77	-	Duplo
OP-07A	0,025	2	1	10	0,6	0,17	110	110	−100	0,6	Precisão
OP-21A	0,1	100	4	–	0,6	0,25	120	100	−104	1	Precisão de baixa potência
OP-42E	0,75	0,2	0,04	25	10	58	114	88	−86	10	BIFET de alta velocidade
OP-64E	0,75	300	100	20	200	200	100	110	−105	-	Largura de banda e velocidade muito altas
TL072	10	0,2	0,05	−10	3	13	88	70	−70	10	Duplo BIFET de baixo ruído
TL074	10	0,2	0,05	10	3	13	88	70	−70	10	Quádruplo BIFET de baixo ruído
TL082	3	0,2	0,01	10	3	13	94	80	−80	10	Duplo BIFET de baixo ruído
TL084	3	0,2	0,01	10	3	13	94	−80	80	10	Quádruplo BIFET de baixo ruído

* Para o LM675 e LM833, esse valor é normalmente expresso em microssegundos.
† Para o LM12 e LM675, esse valor é normalmente expresso em ampères.

produz uma tensão de erro de saída. Dividindo essa tensão de erro de saída pelo ganho de tensão em malha fechada, obtemos a variação na tensão de *offset* de entrada. Por exemplo, o LF351 na Tabela 18-2 tem um PSRR em decibel de –76 dB. Quando convertemos esse valor para um número comum obtemos:

$$\text{PSRR} - \text{antilog}\frac{-76\text{ dB}}{20} = 0{,}000158$$

ou, como às vezes é escrita:

$$\text{PSRR} = \text{antilog } 158\ \mu\text{V/V}$$

Isso nos informa que uma variação de 1 V na tensão da fonte produz uma variação na tensão de *offset* de entrada de 158 μV. Portanto, temos mais uma fonte de erro de entrada que se junta às três entradas de erro discutidas anteriormente.

O último parâmetro mostrado para o LF351 é o *drift* de 10 μV/°C. Esse é definido como o coeficiente de temperatura da tensão de *offset* de entrada. Ele nos informa quanto a tensão de *offset* de entrada aumenta com a temperatura. Um *drift* de 10 μV/°C significa que a tensão de *offset* de entrada aumenta 10 μV para cada grau de aumento na escala Celsius. Se a temperatura interna de um amp-op aumenta 50°C, a tensão de *offset* de entrada de um LF351 aumenta em 500 μV.

Os amp-ops na Tabela 18-2 foram selecionados para mostrar ao leitor a variedade de dispositivos disponíveis comercialmente. Por exemplo, o LF411A é um BIFET com uma tensão de *offset* de entrada de apenas 0,5 mV. A maioria dos amp-ops são dispositivos de baixa potência, mas não todos. O LM675 é um amp-op de alta potência. Ele tem uma corrente de curto-circuito de 3 A e pode fornecer 25 W para um resistor de carga. Ainda mais potente é o LM12. Ele tem uma corrente de curto-circuito de 10 A e pode produzir uma potência de carga de 80 W. Vários CIs LM12 podem operar em paralelo para se obter uma saída com potência ainda maior. As aplicações incluem reguladores de tensão de alta capacidade, amplificadores de áudio de alta qualidade e sistemas de servocontrole.

Quando precisarmos de uma *slew rate* alta, um LM318 poderá variar a uma taxa de 70 V/μs. E ainda existe o OP-64E, que tem uma *slew rate* de 200 V/μs. Uma alta *slew rate* normalmente é acompanhada de uma grande largura de banda. Como podemos ver, o LM318 tem uma $f_{\text{unitário}}$ de 15 MHz e o OP-64E tem uma $f_{\text{unitário}}$ de 200 MHz.

Muitos dos amp-ops disponíveis são duplos ou quádruplos. Isso significa que existem dois ou quatro amp-ops no mesmo encapsulamento. Por exemplo, o LM747C é um 741C duplo. O LM348 é um 741 quádruplo. Os amp-ops simples e duplos são encapsulados em CIs de 8 pinos e o amp-op quádruplo tem encapsulamento de 14 pinos.

Nem todos os amp-ops necessitam de duas tensões de alimentação. Por exemplo, o LM324 tem quatro amp-ops compensados internamente. Embora ele possa operar com duas fontes como a maioria dos amp-ops, foi projetado especificamente para uma única fonte de alimentação, o que representa uma vantagem definitiva em muitas aplicações. Uma outra conveniência do LM324 é a de poder operar com uma fonte de alimentação tão baixa quanto +5 V, que é a tensão padrão da maioria dos sistemas digitais.

A compensação interna é conveniente e segura porque um amp-op compensado internamente não entrará em oscilações sob nenhuma condição. O preço pago por essa segurança é uma perda de controle do projeto. Por isso alguns amp-ops oferecem compensação externa. Por exemplo, o LM301A é compensado conectando-se um capacitor de 30 pF externamente. Mas o projetista tem a opção da sobrecompensação com um capacitor maior ou uma subcompensação com um capacitor menor. A sobrecompensação pode melhorar a operação em baixa freqüência, ao passo que a subcompensação pode aumentar a largura de banda e a *slew rate*. Por isso, um sinal positivo (+) foi acrescentado à $f_{\text{unitário}}$ e ao S_R do LM301A na Tabela 18-2.

Todos os amp-ops têm imperfeições, conforme temos visto. Amp-ops de precisão tentam minimizar essas imperfeições. Por exemplo, o OP-07A é um amp-op

de precisão com os seguintes parâmetros de pior caso: a tensão de *offset* de entrada é apenas 0,025 mV, CMRR é pelo menos 110 dB, PSRR é pelo menos 100 dB e o *drift* é apenas 0,6 μV/°C. Os amp-ops de precisão são necessários para aplicações estritas como medição e controle.

Nos capítulos subseqüentes, discutiremos mais aplicações de amp-ops. Nesse momento, veremos como os amp-ops podem ser usados em uma grande variedade de circuitos lineares, não-lineares, osciladores, reguladores de tensão e filtros ativos.

Amplificadores de Áudio

Os pré-amplificadores (preamps) são amplificadores de áudio com menos de 50 mW de potência de saída. Preamps são otimizados para ter um baixo ruído porque eles são usados na entrada de sistemas de áudio, onde amplificam sinais fracos por meio de sensores ópticos, cabeçotes de fitas magnéticas, microfones e assim por diante.

Um exemplo de CI preamp é o LM381, um preamp duplo de baixo ruído. Cada amplificador é completamente independente do outro. O LM381 tem um ganho de tensão de 112 dB e uma largura de banda de grande sinal (10 V) de 75 kHz. Ele opera por meio de uma fonte de alimentação positiva de 9 V a 40 V. Sua impedância de entrada é 100 kΩ e sua impedância de saída é 150 Ω. O estágio de entrada do LM381 é um amp-dif, o qual permite entrada simples e diferencial.

Amplificadores de áudio de nível médio têm potências de saída de 50mW a 500 mW. Esses são úteis próximos à saída final de equipamentos eletrônicos portáteis, como telefones celulares e CD *players*. Um exemplo é o amplificador de áudio de potência LM4818, que tem uma potência de saída de 350 mW.

Amplificadores de potência de áudio fornecem mais de 500 mW de potência de saída. Eles são usados em amplificadores de alta fidelidade, intercomunicadores, rádios AM-FM e outras aplicações. O LM380 é um exemplo. Ele tem um ganho de tensão de 34 dB, uma largura de banda de 100 kHz e uma potência de saída de 2 W. Como outro exemplo, o amplificador de potência LM4756 tem um ganho de tensão de 30 dB e pode fornecer 7 W/canal. A Figura 18-27 mostra o estilo de encapsulamento e a pinagem para esse CI. Observe a configuração dupla de pinos.

A Figura 18-28 mostra um diagrama esquemático simplificado do LM380. O amp-dif de entrada usa entradas *pnp*. O sinal pode ser acoplado diretamente, o que é uma vantagem com transdutores. O amp-dif aciona uma carga espelho de corrente (Q_5 e Q_6). A saída do espelho de corrente vai para um seguidor de emissor (Q_7) e um EC driver (Q_8). O estágio de saída é um seguidor de emissor *push-pull* classe B (Q_{13} e Q_{14}). Existe um capacitor de compensação interna de 10 pF que promove o decaimento do ganho de tensão a uma taxa de 20 dB por década. Esse capacitor produz uma *slew rate* de aproximadamente 5 V/μs.

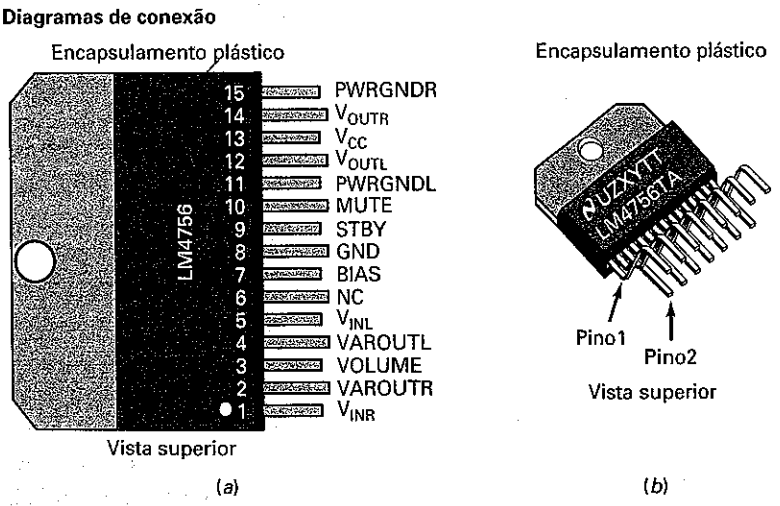
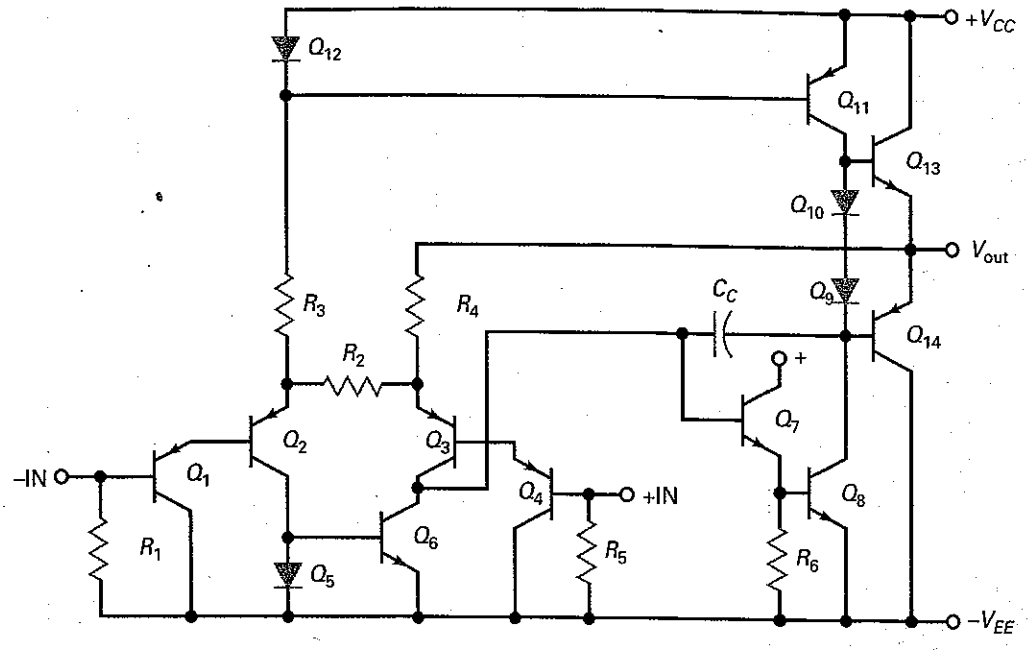


Figura 18–27 Estilo de encapsulamento do LM4756 e pinagem.

Figura 18–28 Diagrama esquemático simplificado do LM380.



Amplificadores de Vídeo

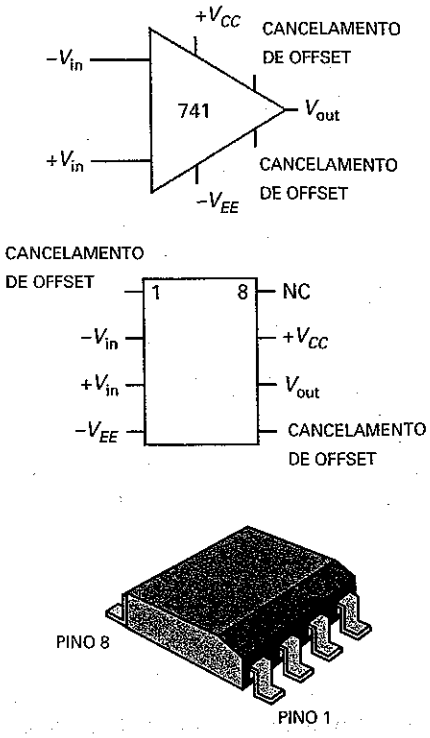
Um amplificador de vídeo ou de banda larga tem uma resposta plana (ganho de tensão em decibel constante) ao longo de uma faixa muito ampla de freqüências. Larguras de banda típicas estão dentro da região de megahertz. Amplificadores de vídeo não são necessariamente amplificadores, mas freqüentemente têm respostas que se estendem desde a freqüência zero. Eles são usados em aplicações nas quais a faixa das freqüências de entrada é muito ampla. Por exemplo, muitos osciloscópios operam com freqüências de 0 a 100 MHz; instrumentos como esses usam amplificadores de vídeo para aumentar a intensidade do sinal antes de aplicá-lo ao tubo de raios catódicos. Um outro exemplo, o LM7171, é um amplificador de velocidade muito alta com uma grande largura de banda de ganho unitário de 200 MHz e uma *slew rate* de 4100 V/μs. Esse amplificador encontra aplicações em câmeras de vídeo, copiadoras e scanners e amplificadores de HDTV.

CIs amplificadores de vídeo têm ganhos de tensão e largura de banda que podemos ajustar conectando diferentes resistores externos. Por exemplo, o VLA702 tem um ganho de tensão em decibel de 40 dB e uma freqüência de corte de 5 MHz; trocando componentes externos, podemos ter um ganho útil em 30 MHz. O MC1553 tem um ganho de tensão em decibel de 52 dB e uma largura de banda de 20 MHz; esses parâmetros são ajustáveis trocando componentes externos. O LM733 tem uma largura de banda muito ampla; ele pode ser ajustado para fornecer um ganho de 20 dB e uma largura de banda de 120 MHz.

Amplificadores de RF e FI

Um amplificador de radiofreqüência (RF) é geralmente o primeiro estágio em um receptor AM, FM ou de televisão. Os amplificadores de freqüência intermediária (FI) são tipicamente os estágios intermediários. CIs como o LM703 incluem amplificadores de RF e FI no mesmo chip. Os amplificadores são sintonizados (ressonantes) de forma que amplificam apenas um sinal desejado de uma estação de rádio ou televisão em particular. Conforme mencionado anteriormente, é impraticável os indutores integrados e grandes capacitores num chip. Por essa razão, conectamos indutores e capacitores externos ao chip para obtermos amplificadores sintonizados. Um outro exemplo de CI RF é o MBC13720. Esse amplificador de baixo

A versão do amp-op LM741 para montagem em superfície.



ruído é projetado para operar na faixa de 400 MHz a 2,4 GHz, onde se encontra a maioria das aplicações de banda larga.

Reguladores de Tensão

No Capítulo 4 discutimos os retificadores e as fontes de alimentação. Após a filtragem, temos uma tensão cc com ondulação (*ripple*). Essa tensão cc é proporcional à tensão da linha; ou seja, ela varia 10% se a tensão na linha varia 10%. Na maioria das aplicações, uma variação de 10% na tensão cc é muito. Dessa forma, é necessária uma regulação de tensão. Um típico regulador de tensão na forma de CI é a série LM340. Chips dessa série podem manter a tensão cc de saída dentro de 0,01% para variações normais na tensão de linha e na resistência de carga. Outras características incluem saída positiva ou negativa, tensão de saída ajustável e proteção contra curto-circuito.

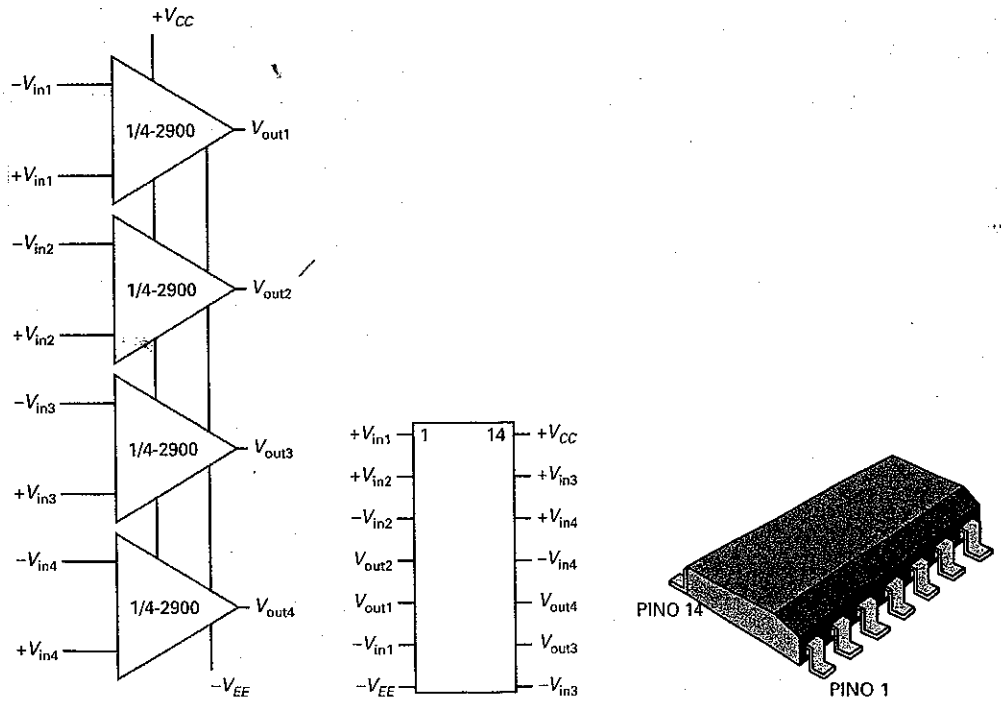
18-7 Amp-Ops como Dispositivos de Montagem em Superfície

Os amplificadores operacionais e tipos similares de circuitos analógicos são freqüentemente oferecidos em encapsulamento de montagem em superfície (SM — *surface-mount*), bem como na forma tradicional de CIs em encapsulamentos DIP. Devido à pinagem da maioria dos amp-ops ser relativamente simples, o encapsulamento de perfil baixo (SOP — *small outline package*) é o estilo SM preferido.

Por exemplo, o amp-op LM741 — o principal componente eletrônico nos laboratórios escolares por muitos anos — é disponibilizado agora no encapsulamento SOP. Nesse caso, a pinagem dos dispositivos de montagem em superfície (SMD — *surface-mount device*) é a mesma da versão DIP familiar.

O LM2900, um amp-op quádruplo, é um exemplo mais complexo de um amp-op em encapsulamento SMD. Esse dispositivo é fornecido em encapsulamento DIP de 14 pinos e SOT de 14 pinos (abaixo). Convenientemente, as pinagens são idênticas para os dois encapsulamentos.

Um típico circuito amp-op quádruplo fornecido em um encapsulamento SOT de 14 pinos.



Resumo

SEÇÃO 18–1 INTRODUÇÃO AOS AMP-OPS

Um amp-op típico tem uma entrada não-inversora, uma entrada inversora e uma saída com terminação simples. Um amp-op ideal tem um ganho de tensão em malha aberta infinito, resistência de entrada infinita e impedância de saída zero. Ele é um amplificador perfeito, uma fonte de tensão controlada por tensão (VCVS – *voltage-controlled voltage source*).

SEÇÃO 18–2 AMP-OP 741

O 741 é um amp-op padrão bastante usado. Ele inclui um capacitor interno de compensação para evitar oscilações. Com uma resistência de carga grande, o sinal de saída pode variar entre 1 V e 2 V de qualquer uma das fontes. Com uma resistência de carga pequena, o MPP é limitado pela corrente de curto-circuito. A *slew rate* (taxa de variação) é a velocidade máxima na qual a tensão de saída pode variar quando a entrada é uma tensão em degrau. A largura de banda de grande sinal é diretamente proporcional à *slew rate* e inversamente proporcional à tensão de pico de saída.

SEÇÃO 18–3 AMPLIFICADOR INVERSOR

O amplificador inversor é o circuito com amp-op mais básico. Ele usa realimentação negativa para estabilizar o ganho de tensão em malha fechada. A entrada inversora é um terra virtual porque ela é um curto-circuito para tensão, mas um circuito aberto para corrente. O ganho de tensão em malha fechada é igual à resistência de realimentação dividida pela resistência de entrada. A largura de banda de malha fechada é igual à freqüência de ganho unitário dividida pelo ganho de tensão em malha fechada.

SEÇÃO 18–4 AMPLIFICADOR NÃO-INVERSOR

O amplificador não-inversor é um outro circuito básico com amp-op. Ele usa realimentação negativa para estabilizar o ganho de tensão em malha fechada. Um curto-circuito virtual existe entre as entradas inversora e não-inversora. O ganho de tensão em malha fechada é igual a R_f/R_1+1. A largura de banda em malha fechada é igual à freqüência de ganho unitário dividida pelo ganho de tensão em malha fechada.

SEÇÃO 18–5 DUAS APLICAÇÕES DE AMP-OPS

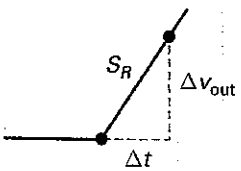
O amplificador somador tem duas ou mais entradas e uma saída. Cada entrada é amplificada pelo seu ganho de canal. A saída é a soma das entradas amplificadas. Se todos os ganhos de canal forem iguais à unidade, a saída é igual à soma das entradas. Num misturador, um amplificador somador pode amplificar e combinar sinais de áudio. Um seguidor de tensão tem um ganho de tensão em malha fechada unitário e a largura de banda da $f_{unitário}$. O circuito é útil quando faz a interface entre uma fonte de alta impedância e uma carga de baixa impedância.

SEÇÃO 18–6 CIs LINEARES

Os amp-ops representam cerca de um terço de todos os CIs lineares. Existe uma grande variedade de amp-ops para quase todas as aplicações. Alguns têm um *offset* de entrada muito baixo, outros têm larguras de banda e *slew rates* grandes e outros tem *drifts* baixos. Temos disponíveis amp-ops duplos e quádruplos. Existe ainda amp-op de alta potência que pode produzir grandes potências de carga. Outros CIs lineares incluem os amplificadores de áudio e vídeo, amplificadores de RF e FI e reguladores de tensão.

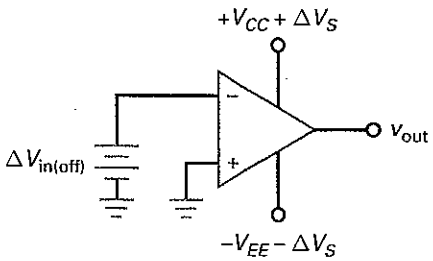
Definições

(18-1) *Slew rate*:



$$S_R = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta t}$$

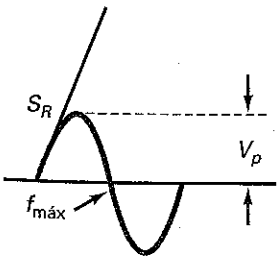
(18-17) Razão de rejeição da fonte de alimentação:



$$PSRR = \frac{\Delta V_{in(off)}}{\Delta V_S}$$

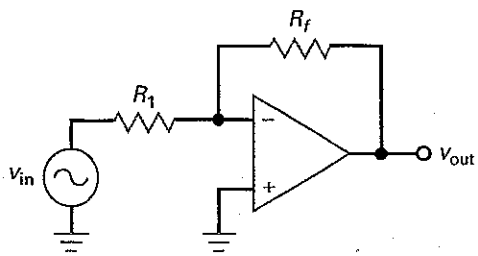
Derivações

(18-2) Largura de banda de grande sinal:



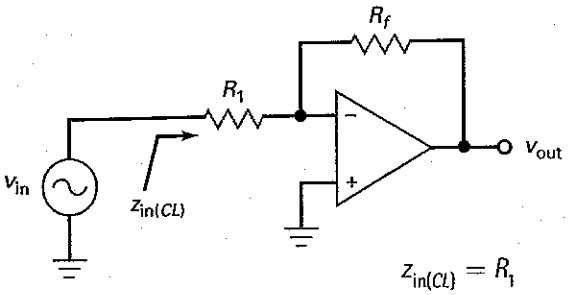
$$f_{máx} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

(18-3) Ganho de tensão em malha fechada:



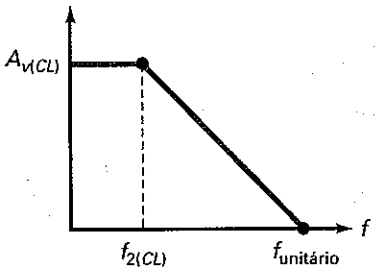
$$A_{v(CL)} = \frac{-R_f}{R_1}$$

(18-4) Impedância de entrada em malha fechada:



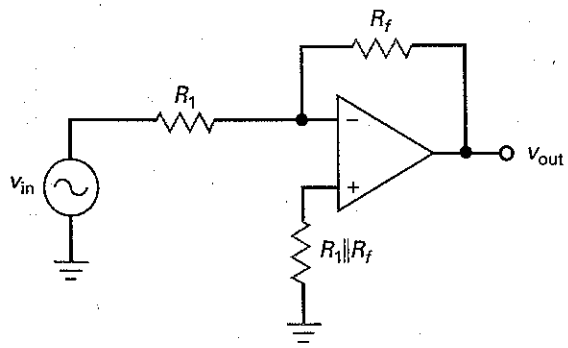
$$Z_{in(CL)} = R_1$$

(18-5) Largura de banda em malha fechada:



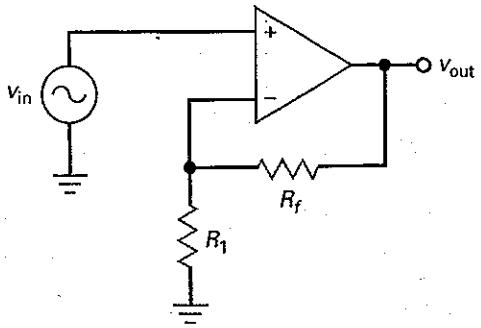
$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unitário}}{A_{v(CL)}}$$

(18-11) Resistor de compensação:



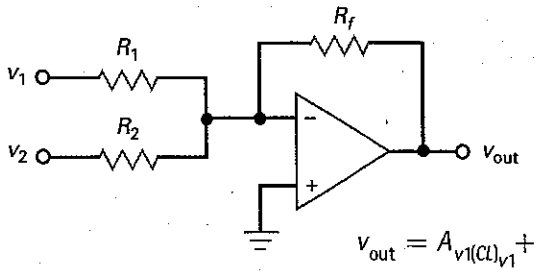
$$R_{B1} = R_1 \,||\, R_f$$

(18-12) Amplificador não-inversor:



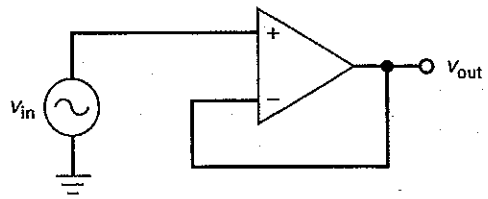
$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

(18-13) Amplificador somador:



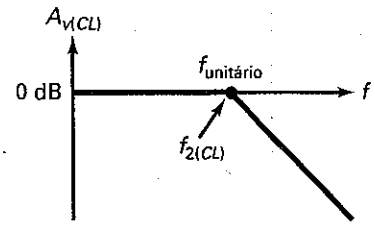
$$v_{out} = A_{v1(CL)}v_1 + A_{v2(CL)}v_2$$

(18-15) Seguidor de tensão:



$$A_{v(CL)} = 1$$

(18-16) Largura de banda de um seguidor de tensão:



$$f_{2(CL)} = f_{unitário}$$

Atividades para o Estudante

1. O que geralmente controla a freqüência de corte de um amp-op?
   a. A capacitância parasita da fiação
   b. A capacitância base-emissor
   c. A capacitância base-coletor
   d. A capacitância de compensação
2. Um capacitor de compensação evita
   a. Ganho de tensão
   b. Oscilações
   c. Corrente de *offset* de entrada
   d. Largura de banda de grande sinal
3. Na freqüência de ganho unitário, o ganho de tensão em malha aberta é
   a. 1
   b. $A_{v(méd)}$
   c. Zero
   d. Muito grande
4. A freqüência de corte de um amp-op é igual à freqüência de ganho unitário dividida
   a. Pela freqüência de corte
   b. Pelo ganho de tensão em malha fechada
   c. Pela unidade
   d. Pelo ganho de tensão em modo comum.
5. Se a freqüência de corte é 20 Hz e o ganho de tensão em malha aberta na banda média é 1.000.000, a freqüência de ganho unitário é
   a. 20 Hz c. 2 MHz
   b. 1 MHz d. 20 MHz

6. **Se a freqüência de ganho unitário é 5 MHz e o ganho de tensão em malha aberta na banda média é 100.000, a freqüência de corte é**
   a. 50 Hz c. 1,5 MHz
   b. 1 MHz d. 15 MHz

7. **A inclinação inicial de uma onda senoidal é diretamente proporcional**
   a. À *slew rate*
   b. À freqüência
   c. Ao ganho de tensão
   d. À capacitância

8. **Quando a inclinação inicial de uma onda senoidal for maior que a *slew rate*,**
   a. Ocorrerá distorção
   b. Ocorrerá uma operação linear
   c. O ganho de tensão será máximo
   d. O amp-op funcionará melhor

9. **A largura de banda de grande sinal aumenta quando**
   a. Diminui a freqüência
   b. Diminui o valor de pico
   c. Diminui a inclinação inicial
   d. Aumenta o ganho de tensão

10. **Um 741C contém**
    a. Resistores discretos
    b. Indutores
    c. Resistores de carga ativa
    d. Um grande capacitor de acoplamento

11. **Um 741C não pode operar sem**
    a. Resistores discretos
    b. Carga passiva
    c. Caminho de retorno cc nas duas bases
    d. Um pequeno capacitor de acoplamento

12. **A impedância de entrada de um amp-op BIFET é**
    a. Baixa c. Alta
    b. Média d. Extremamente alta

13. **Um LF157A é um**
    a. Amp-dif
    b. Seguidor de tensão
    c. Amp-op bipolar
    d. Amp-op BIFET

14. **Se as duas tensões de alimentação são ± 12 V, o valor MPP de um amp-op é próximo de**
    a. 0 c. −12 V
    b. +12 V d. 24 V

15. **A freqüência de corte em malha aberta de um 741C é controlada**
    a. Por um capacitor de acoplamento
    b. Pela corrente de curto-circuito de saída
    c. Pela largura de banda de grande sinal
    d. Por um capacitor de compensação

16. **O 741C tem uma freqüência de ganho unitária de**
    a. 10 Hz c. 1 MHz
    b. 20 kHz d. 15 MHz

17. **A freqüência de ganho unitário é igual ao produto do ganho de tensão em malha fechada pela**
    a. Capacitância de compensação
    b. Corrente de cauda
    c. Freqüência de corte em malha fechada
    d. Resistência de carga

18. **Se a $f_{unitário}$ é de 10 MHz e o ganho de tensão em malha aberta na banda média é 200.000, então a freqüência de corte em malha aberta do amp-op é**
    a. 10 Hz c. 50 Hz
    b. 20 Hz d. 100 Hz

19. **A inclinação inicial de uma onda senoidal aumenta quando**
    a. A freqüência diminui
    b. O valor de pico aumenta
    c. C_c aumenta
    d. A *slew rate* diminui

20. **Se a freqüência do sinal de entrada é maior que a largura de banda de grande sinal,**
    a. A distorção de *slew rate* ocorre
    b. Um sinal de saída normal ocorre
    c. A tensão de *offset* de saída aumenta
    d. Pode ocorrer uma distorção

21. **Um amp-op possui um resistor de base aberto. A tensão de saída será**
    a. Zero
    b. Ligeiramente diferente de zero
    c. Máxima positiva ou negativa
    d. Uma onda senoidal amplificada

22. **Um amp-op tem um ganho de tensão de 200.000. Se a tensão de saída é 1 V, a tensão de entrada é**
    a. 2μV c. 10 mV
    b. 5μV d. 1 V

23. **Um 741C tem tensões de alimentação de ± 15 V. Se a resistência de carga é grande, o valor de MPP é aproximadamente**
    a. 0 c. 27 V
    b. +15 V d. 30 V

24. **Acima da freqüência de corte, o ganho de tensão de um 741C diminui aproximadamente**
    a. 10 dB por década
    b. 20 dB por oitava
    c. 10 dB por oitava
    d. 20 dB por década

25. **O ganho de tensão de um amp-op é unitário**
    a. Na freqüência de corte
    b. Na freqüência de ganho unitário
    c. Na freqüência do gerador
    d. Na largura de banda de grande sinal

26. **Quando a distorção de *slew rate* de uma onda senoidal ocorre, a saída**
    a. É maior
    b. Tem aspecto triangular
    c. É normal
    d. Não tem *offset*

27. **Um 741C tem**
    a. Um ganho de tensão de 100.000
    b. Uma impedância de entrada de 2 MΩ
    c. Uma impedância de saída de 75 Ω
    d. Todas as alternativas acima estão corretas

28. **O ganho de tensão em malha fechada de um amplificador inversor é igual**
    a. À razão entre a resistência de entrada e a resistência de realimentação
    b. Ao ganho de tensão em malha aberta
    c. À resistência de realimentação dividida pela resistência de entrada
    d. À resistência de entrada

29. **O amplificador não-inversor tem**
    a. Um grande ganho de tensão em malha fechada
    b. Um pequeno ganho de tensão em malha aberta
    c. Uma impedância de entrada em malha fechada grande
    d. Uma impedância de saída em malha fechada grande

30. **O seguidor de tensão tem**
    a. Um ganho de tensão em malha fechada unitário
    b. Um ganho de tensão em malha aberta pequeno
    c. Uma largura de banda em malha fechada zero
    d. Uma impedância de saída em malha fechada grande

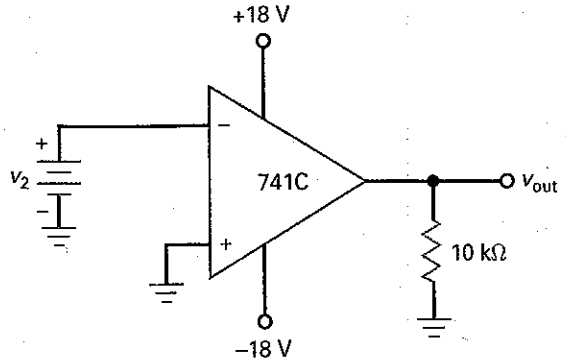
31. **Um amplificador somador pode ter**
    a. Não mais que dois sinais de entrada
    b. Dois ou mais sinais de entrada
    c. Uma impedância de entrada em malha fechada infinita
    d. Um ganho de tensão em malha aberta pequeno

Problemas

SEÇÃO 18–2 AMP-OP 741

18–1 Considere que a saturação negativa ocorra em 1 V abaixo da tensão de alimentação com um 741C. Qual tensão na entrada inversora leva o amp-op da Figura 18-29 para a saturação negativa?

Figura 18–29



18–2 Qual a razão de rejeição em modo comum de um LF157A em baixas freqüências? Converta esse valor decibel em número comum.

18–3 Qual o ganho de tensão em malha aberta de um LF157A quando a freqüência de entrada é 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz? (Considere uma resposta de primeira ordem, ou seja, 20 dB por década no decaimento.)

18–4 A tensão de entrada para um amp-op é um grande degrau de tensão. A saída é uma forma de onda exponencial que varia 2,0 V em 0,4 μs. Qual a *slew rate* do amp-op?

18–5 Um LM318 tem uma *slew rate* de 70 V/μs. Qual a largura de banda de grande sinal para uma tensão de pico de saída de 7 V?

18–6 Use a Equação (18-2) para calcular a largura de banda de grande sinal para cada um dos seguintes casos:

a. $S_R = 0{,}5$ V/μs e $V_p = 1$ V
b. $S_R = 3$ V/μs e $V_p = 5$ V
c. $S_R = 15$ V/μs e $V_p = 10$ V

SEÇÃO 18–3 AMPLIFICADOR INVERSOR

18–7 **MultiSim** Qual o ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda na Figura 18-30? Qual a tensão de saída em 1 kHz e em 10 MHz? Desenhe o gráfico de Bode ideal do ganho de tensão em malha fechada?

Figura 18–30

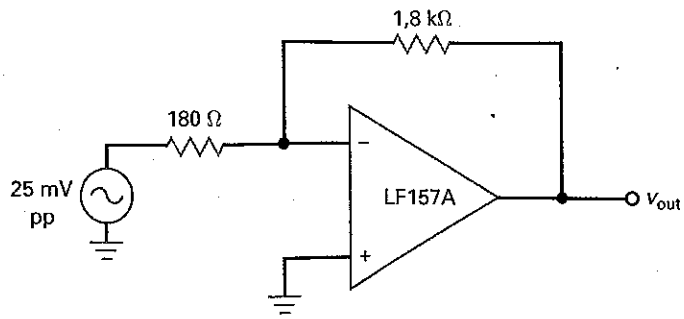
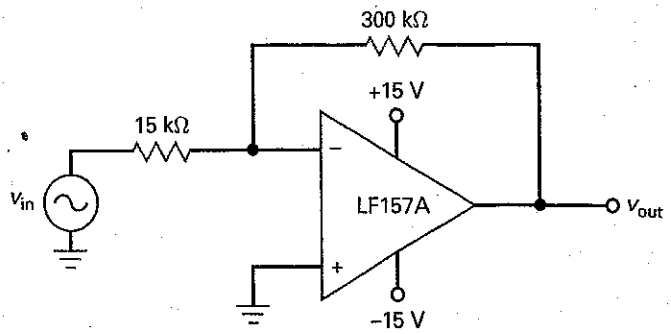


Figura 18–31



18–8 Qual a tensão de saída na Figura 18-31 quando v_{in} é zero? Use os valores típicos da Tabela 18-1.

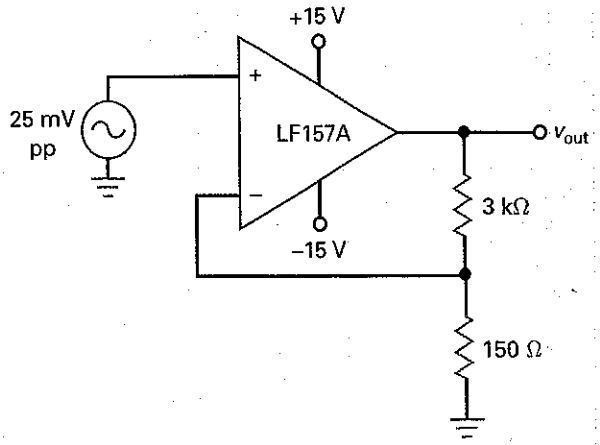
18–9 A folha de dados de um LF157A fornece os seguintes parâmetros de pior caso: $I_{in(bias)} = 50$ pA, $I_{in(off)}$ 10 pA e $V_{in(off)} = 2$ mV. Recalcule a tensão de saída quando v_{in} é zero na Figura 18-31.

SEÇÃO 18–4 AMPLIFICADOR NÃO-INVERSOR

18–10 **MultiSim** Na Figura 18-32, qual o ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda? Qual a tensão de saída ca em 100 kHz?

18–11 Qual a tensão de saída quando v_{in} é reduzida a zero na Figura 18-32? Use os parâmetros de pior caso dados no Problema 18-9.

Figura 18–32

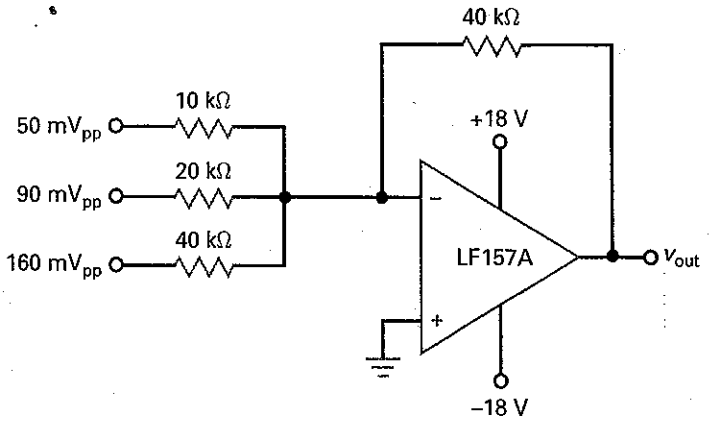


SEÇÃO 18–5 DUAS APLICAÇÕES DE AMP-OPS

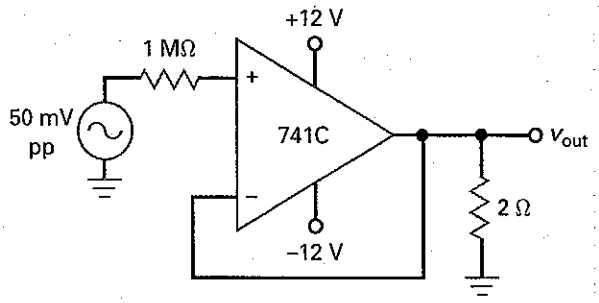
18–12 **MultiSim** Na Figura 18-33*a*, qual a tensão de saída ca? Se um resistor de compensação necessita ser acrescentado à entrada não-inversora, qual deve ser o seu valor?

18–13 Qual a tensão de saída e a largura de banda na Figura 18-33*b*?

Figura 18–33



(*a*)



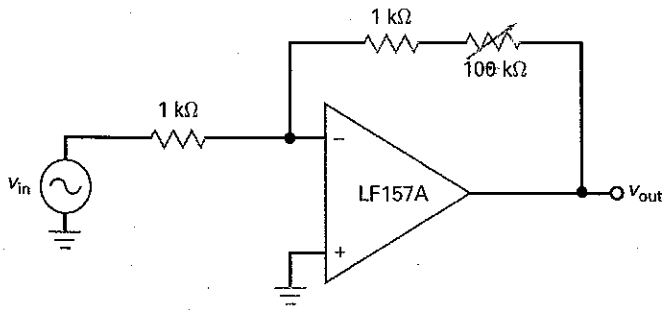
(*b*)

Raciocínio Crítico

18–14 O resistor ajustável da Figura 18-34 pode ser ajustado de 0 a 100 kΩ. Calcule o ganho de tensão em malha fechada mínimo e máximo, bem como a largura de banda.

18–15 Calcule o ganho de tensão em malha fechada mínimo e máximo, bem como a largura de banda na Figura 18-35.

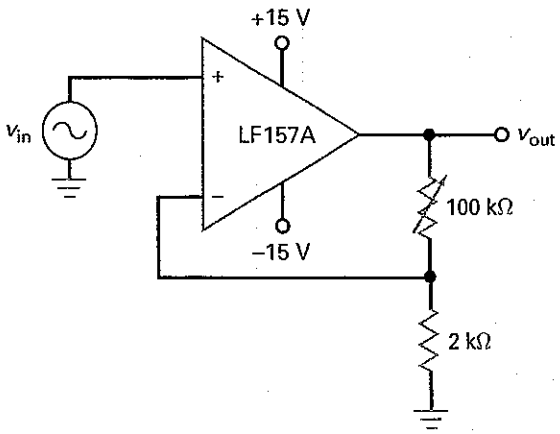
Figura 18–34



18–16 Na Figura 18-33*b*, a tensão de saída ca é 49,98 mV. Qual a impedância de saída em malha fechada?

18–17 Qual a inclinação inicial de uma onda senoidal com uma freqüência de 15 kHz e um valor de pico de 2 V? O que acontece com a inclinação inicial se a freqüência aumenta para 30 kHz?

Figura 18–35



18–18 Qual amp-op na Tabela 18-3 corresponde a cada um dos itens a seguir:

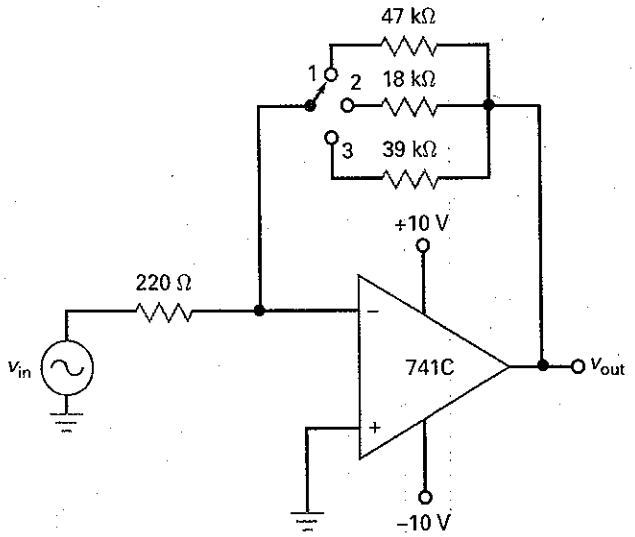
a. Tensão de *offset* de entrada mínima
b. Corrente de *offset* de entrada mínima
c. Capacidade de corrente de saída máxima
d. Largura de banda máxima
e. *Drift* mínimo

18–19 Qual o CMRR de um 741C em 100 kHz? Qual o valor MPP quando a resistência de carga é 500 Ω? Qual o ganho de tensão em malha aberta em 1 kHz?

18–20 Se o resistor de realimentação na Figura 18-33*a* for alterado para um resistor variável de 100 kΩ, qual a tensão de saída máxima e mínima?

18–21 Na Figura 18-36, qual o ganho de tensão em malha fechada para cada posição da chave.

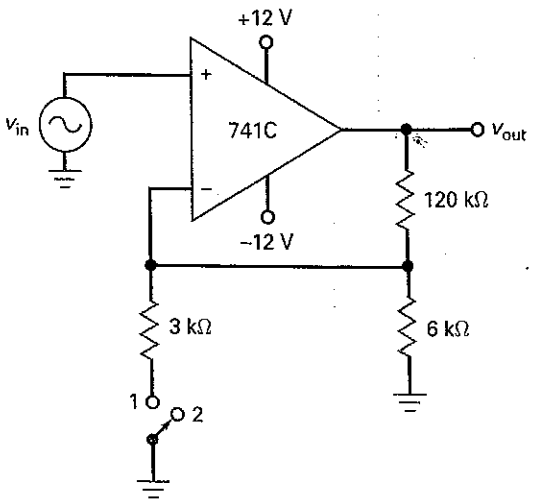
Figura 18–36



18–22 Qual o ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda para cada posição da chave na Figura 18-37?

18–23 Na montagem do circuito da Figura 18-37, um técnico deixa desconectado o GND do terminal do resistor de 6 kΩ. Qual o ganho de tensão em malha fechada para cada posição da chave?

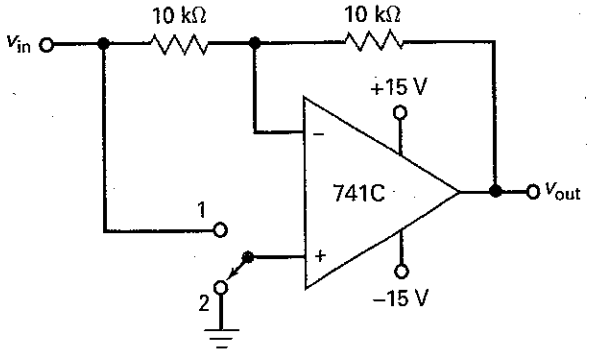
Figura 18–37



18–24 Se o resistor de 120 kΩ abrir na Figura 18-37, qual a tensão de saída mais provável?

18–25 Qual o ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda para cada posição da chave na Figura 18-38?

Figura 18–38



18–26 Se o resistor de entrada na Figura 18-38 abrir, qual o ganho de tensão em malha fechada para cada posição da chave?

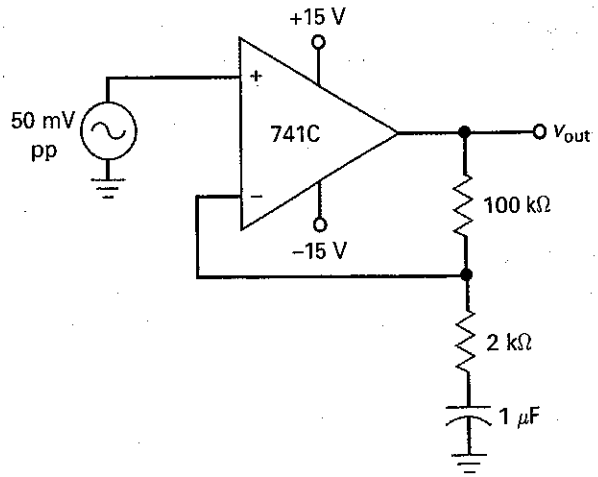
18–27 Se o resistor de realimentação abrir na Figura 18-38, qual a tensão de saída mais provável?

18–28 Os parâmetros de pior caso para um 741C são $I_{in(bias)}$ = 500 nA, $I_{in(off)}$ = 200 nA e $V_{in(off)}$ = 6 mV. Qual é a tensão de erro de saída total na Figura 18-39?

18–29 Na Figura 18-39, o sinal de entrada tem uma freqüência de 1 kHz. Qual a tensão de saída ca?

18–30 Se o capacitor estiver em curto-circuito na Figura 18-39, qual a tensão de erro de saída total? Use os parâmetros de pior caso dados no Problema 18-28.

Figura 18–39



Análise Variacional

Use a Figura 18-40 para os problemas restantes. Um circuito como esse é impraticável para produção em massa porque ele não tem realimentação. As tensões de erro de *offset* de entrada podem provavelmente levar o amp-op à saturação positiva ou negativa. Contudo, considere que tenhamos escolhido um 741C com uma tensão de erro de saída zero para este exercício teórico.

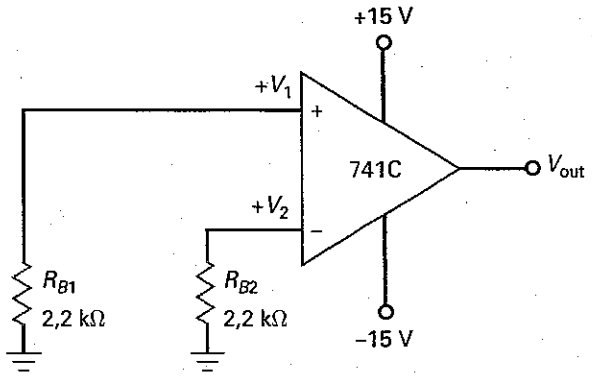
18–31 Calcule as respostas para cada corrente de base de entrada.

18–32 Calcule as respostas para variações na tensão de alimentação.

18–33 Calcule as respostas para variações de *slew rate*.

18–34 Calcule as respostas para variações na tensão de pico.

Figura 18–40



(*a*)

Análise Variacional do Circuito

Aumenta	V_1	V_2	V_{in}	V_{out}	MPP	$f_{máx}$
I_{B1}						
I_{B2}						
$\pm V_{CC}$						
S_R						
V_P						

(*b*)

Questões de Entrevista

1. O que é um amp-op ideal? Compare as propriedades de um 741C com as de um amp-op ideal.
2. Desenhe um amp-op com um degrau de tensão de entrada. O que é *slew rate* e por que é importante?
3. Desenhe um amplificador inversor usando um amp-op com os valores dos componentes. Agora, diga onde é o terra virtual. Quais são as propriedades de um terra virtual? Qual é o ganho de tensão em malha fechada, a impedância de entrada e a largura de banda?
4. Desenhe um amplificador não-inversor usando um amp-op com os valores dos componentes. Agora, diga onde é o curto-circuito virtual. Quais são as propriedades de um curto-circuito virtual? Qual o ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda?
5. Desenhe um amplificador somador e mencione a teoria de operação dele.
6. Desenhe um seguidor de tensão. Qual é o ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda? Descreva as impedâncias de entrada e saída em malha fechada. Em que esse circuito é bom se o ganho de tensão dele é baixo?
7. Quais são as impedâncias de entrada e saída de um amp-op típico? Que vantagem esses valores têm?
8. Como a freqüência do sinal de entrada de um amp-op afeta o ganho de tensão?
9. O LM318 é um amp-op mais rápido que o LM741C. Em quais aplicações o 318 pode ter preferência sobre o 741C? Quais são as possíveis desvantagens do uso do 318?
10. Com uma tensão de entrada zero em um amp-op ideal, por que a tensão de saída é exatamente zero?
11. Cite alguns CIs lineares além do amp-op.

12. Qual condição é necessária para um LM741 produzir um ganho de tensão máximo?
13. Desenhe um amp-op inversor e deduza a fórmula para o ganho de tensão.
14. Desenhe um amp-op não-inversor e deduza a fórmula para o ganho de tensão.
15. Por que um 741 é idealizado como um amplificador CC ou de baixas freqüências?

Respostas – Atividades para o Estudante

1. d	**6.** a	**11.** c	**16.** c	**21.** c	**26.** b	**30.** a
2. b	**7.** b	**12.** d	**17.** c	**22.** b	**27.** d	**31.** b
3. a	**8.** a	**13.** d	**18.** c	**23.** c	**28.** c	
4. b	**9.** b	**14.** d	**19.** b	**24.** d	**29.** c	
5. d	**10.** c	**15.** d	**20.** a	**25.** b		

Respostas dos Problemas Práticos

18-1	$V_2 = 67{,}5\ \mu V$	**18-6**	$f_{máx} = 80$ kHz, 800 kHz, 8 MHz	**18-12**	$V_{out} = -3{,}1$ Vcc
18-2	CMRR = 60 dB	**18-7**	$V_{out} = 98$ mV	**18-13**	$V_{out} = 10$ mV; $f_{2(CL)} = 20$ MHz
18-4	$S_R = 4\ V/\mu s$	**18-8**	$V_{out} = 50$ mV	**18-14**	$z_{out} = 0{,}005\ \Omega$
18-5	$f_{máx} = 398$ kHz	**18-10**	$A_{v(CL)} = 50$; $V_{out} = 250\ mV_{pp}$		

capítulo 19

Realimentação Negativa

Em agosto de 1927, um jovem engenheiro de nome Harold Black tomou uma balsa de Staten Island, em Nova Iorque, para ir trabalhar. Para passar o tempo nas manhãs de verão, ele anotou rapidamente algumas equações sobre uma nova idéia. Durante os meses seguintes, ele dedicou-se à idéia e em seguida a submeteu a uma patente. Mas assim como acontece freqüentemente com uma idéia verdadeiramente nova, ela era ridícula. O escritório de patentes rejeitou sua aplicação e a classificou como mais uma daquelas "loucuras de moto-perpétuo". Mas apenas durante algum tempo. A idéia de Black era a realimentação negativa.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Definir os quatro tipos de realimentação negativa.
- Discutir o efeito da realimentação negativa VCVS no ganho de tensão, na impedância de entrada, na impedância de saída e na distorção harmônica.
- Explicar a operação de um amplificador de transresistência.
- Explicar a operação de um amplificador de transcondutância.
- Descrever como a realimentação negativa ICIS pode ser usada para implementar um amplificador de corrente quase ideal.
- Discutir a relação entre largura de banda e realimentação negativa.

Resumo do Capítulo

19-1 Quatro Tipos de Realimentação Negativa
19-2 Ganho de Tensão de um VCVS
19-3 Outras Equações para VCVS
19-4 Amplificador ICVS
19-5 Amplificador VCIS
19-6 Amplificador ICIS
19-7 Largura de Banda

Vocabulário

amplificador de corrente
amplificador de transcondutância
amplificador de transresistência
conversor corrente-tensão
conversor tensão-corrente
distorção harmônica
fator de atenuação de realimentação
fonte de corrente controlada por corrente (ICIS)
fonte de corrente controlada por tensão (VCIS)
fonte de tensão controlada por corrente (ICVS)
fonte de tensão controlada por tensão (VCVS)
fração B de realimentação
ganho de malha
produto ganho-largura de banda (GBP)
realimentação negativa

19-1 Quatro Tipos de Realimentação Negativa

Black inventou apenas um tipo de **realimentação negativa**, o tipo que estabiliza o ganho de tensão, aumenta a impedância de entrada e diminui a impedância de saída. Com o advento do transistor e dos amp-ops, mais três tipos de realimentação negativa tornaram-se disponíveis.

Idéias Básicas

A entrada de um amplificador com realimentação negativa pode ser uma tensão ou uma corrente. Além disso, o sinal de saída pode ser uma tensão ou uma corrente. Isso implica existência de quatro tipos de realimentação negativa. Conforme mostra a Tabela 19-1, o primeiro tipo tem uma tensão de entrada e uma tensão de saída. O circuito que usa esse tipo de realimentação negativa é denominado **fonte de tensão controlada por tensão** (**VCVS** – *voltage-controled voltage source*). Um VCVS é um amplificador de tensão ideal porque ele tem um ganho de tensão estabilizado, impedância de entrada infinita e impedância de saída zero conforme mostrado.

No segundo tipo de realimentação negativa, uma corrente de entrada controla uma tensão de saída. O circuito que usa esse tipo de realimentação é denominado **fonte de tensão controlada por corrente** (**ICVS** – *current-controled voltage source*). Como a corrente de entrada controla uma tensão de saída, um ICVS é algumas vezes denominado **amplificador de transresistência**. A palavra resistência é usada porque a razão de v_{out}/v_{in} tem a unidade de ohms. O prefixo *trans* se refere a uma razão entre uma quantidade de saída por uma de entrada.

O terceiro tipo de realimentação negativa tem uma tensão de entrada controlando uma corrente de saída. O circuito que usa esse tipo de realimentação negativa é denominado **fonte de corrente controlada por tensão** (**VCIS** – *voltage-controled current source*). Como uma tensão de entrada controla uma corrente de saída, um VCIS é algumas vezes denominado **amplificador de transcondutância**. A palavra condutância é usada porque a razão de i_{out}/v_{in} tem a unidade siemens (mhos).

No quarto tipo de realimentação negativa, uma corrente de entrada é amplificada para se obter uma corrente de saída maior. O circuito com esse tipo de realimentação negativa é denominado **fonte de corrente controlada por corrente** (**ICIS** – *current-controled current source*). Um ICIS é um amplificador de corrente ideal porque ele tem um ganho de corrente estabilizado, impedância de entrada zero e impedância de saída infinita.

Conversores

Ao nos referirmos aos circuitos VCVS e ICIS como amplificadores, concluímos que faz sentido porque o primeiro é um amplificador de tensão e o segundo é um amplificador de corrente. Porém o uso da palavra *amplificador* com amplificadores de transresistência e transcondutância pode parecer inicialmente um pouco

Tabela 1-1 Realimentação Negativa Ideal

Entrada	Saída	Circuito	z_{in}	z_{out}	Conversão	Razão	Símbolo	Tipo de amplificador
V	V	VCVS	∞	0	–	v_{out}/v_{in}	A_v	Amplificador de tensão
I	V	ICVS	0	0	*i* para *v*	v_{out}/i_{in}	r_m	Amplificador de transresistência
V	I	VCIS	∞	∞	*v* para *i*	i_{out}/v_{in}	g_m	Amplificador de transcondutância
I	I	ICIS	0	∞	–	i_{out}/i_{in}	A_i	Amplificador de corrente

Figura 19–1 (*a*) Fonte de tensão controlada por tensão; (*b*) fonte de tensão controlada por corrente.

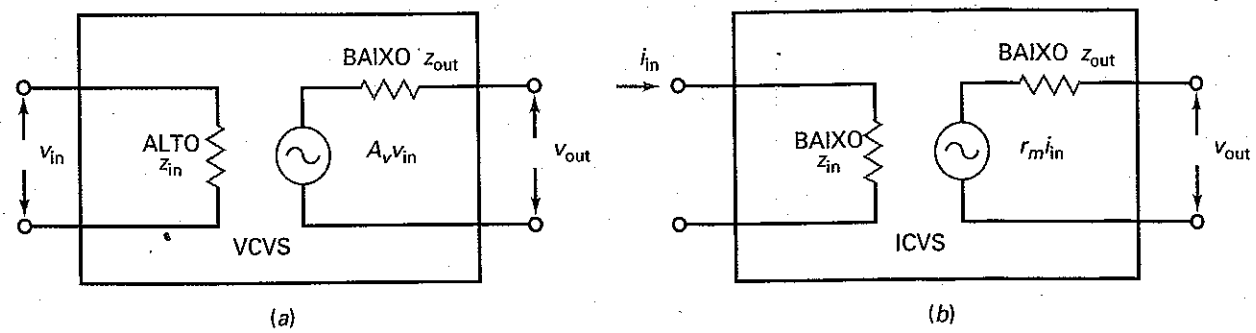
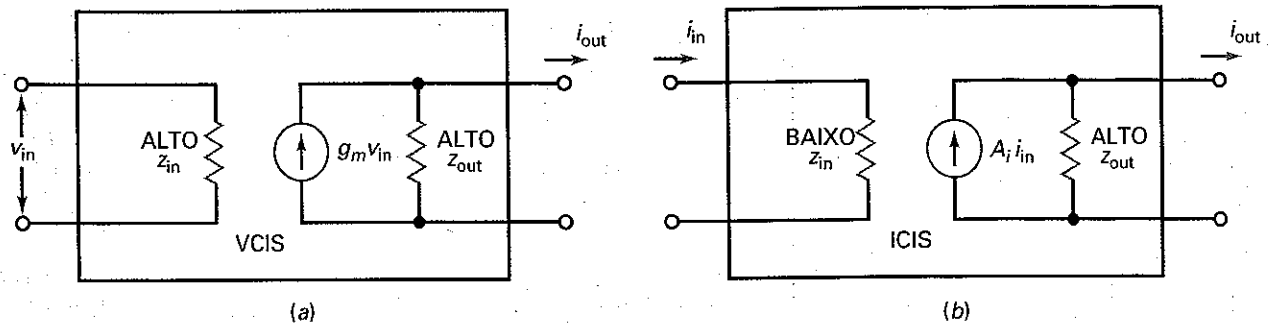


Figura 19–2 (a) Fonte de corrente controlada por tensão; (b) fonte de corrente controlada por corrente.



estranho, pois as grandezas de entrada e saída são diferentes. Por isso, muitos engenheiros e técnicos preferem denominá-los conversores. Por exemplo, o VCIS também é denominado **conversor tensão-corrente**. Colocamos volts na entrada e obtemos ampères na saída. De forma similar, o ICVS também é denominado **conversor corrente-tensão** (entra corrente e sai tensão).

Diagramas

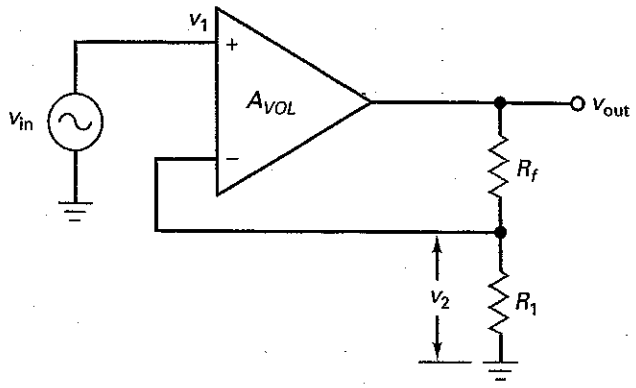
A Figura 19-1*a* mostra o VCVS, que é um amplificador de tensão. Em circuitos práticos, a impedância de entrada não é infinita, porém é muito alta. Igualmente, a impedância de saída não é zero, porém é muito baixa. O ganho de tensão do VCVS é simbolizado por A_v. Como z_{out} se aproxima de zero, a saída de um VCVS é uma fonte de tensão quase ideal para uma resistência de carga de valor prático.

A Figura 19-1*b* mostra um ICVS, que é um amplificador de transresistência (conversor corrente-tensão). Ele tem uma impedância de entrada muito baixa e uma impedância de saída muito alta. O fator de conversão do ICVS é chamado de *transresistência*, simbolizado por r_m e expresso em ohms. Por exemplo, se $r_m = 1$ kΩ, uma corrente de entrada de 1 mA produz uma tensão constante de 1 V na carga. Como z_{out} se aproxima de zero, a saída de um ICVS é uma fonte de tensão quase ideal para resistências de carga de valor prático.

A Figura 19-2*a* mostra um VCIS, um amplificador de transcondutância (conversor tensão-corrente). Ele tem uma impedância de entrada muito alta e uma impedância de saída também muito alta. O fator de conversão do VCIS é denominado *transcondutância*, simbolizado por g_m e expresso em siemens (mhos). Por exemplo, se $g_m = 1$ mS, uma tensão de entrada de 1 V estabelece uma corrente de 1 mA na carga. Como z_{out} se aproxima do infinito, a saída de um VCIS é uma fonte de corrente quase ideal para qualquer resistência de carga de valor prático.

A Figura 19-2*b* mostra um ICIS, um amplificador de corrente. Ele tem uma impedância de entrada muito baixa e uma impedância de saída muito alta. O ganho de corrente do ICIS é simbolizado por A_i. Como z_{out} se aproxima do infinito, a saída de um ICIS é uma fonte de corrente quase ideal para qualquer resistência de carga de valor prático.

Figura 19-3 Amplificador VCVS.



19-2 Ganho de Tensão de um VCVS

No Capítulo 18, analisamos o amplificador não-inversor, que é uma *implementação* bastante usada de um VCVS. Nesta seção, queremos reexaminar o amplificador não inversor e pesquisar mais profundamente o seu ganho de tensão.

Ganho de Tensão Exato em Malha Fechada

A Figura 19-3 mostra um amplificador não-inversor. O amp-op tem um ganho de tensão em malha aberta de A_{VOL}, que é tipicamente 100.000 ou mais. Devido ao divisor de tensão, parte da tensão de saída é realimentada na entrada inversora. A **fração de realimentação B** de qualquer circuito VCVS é definida como a tensão de realimentação dividida pela tensão de saída. Na Figura 19-3:

$$B = \frac{v_2}{v_{out}} \tag{19-1}$$

A fração de realimentação também é denominada **fator de atenuação de realimentação** porque indica quanto da tensão de saída é atenuado antes que o sinal de realimentação chegue à entrada inversora.

Com um pouco de álgebra, podemos deduzir a seguinte equação exata para o ganho de tensão em malha fechada (*CL*):

$$A_{v(CL)} = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B} \tag{19-2}$$

ou com a notação da Tabela 19-1, onde $A_v = A_{v(CL)}$:

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B} \tag{19-3}$$

Essa é a equação exata para o ganho de tensão em malha fechada de qualquer amplificador VCVS.

Ganho de Malha

O segundo termo no denominador, $A_{VOL}B$, é chamado de **ganho de malha** porque é o ganho de tensão dos percursos direto e de realimentação. O ganho de malha é um valor muito importante no projeto de um amplificador com realimentação negativa. Em qualquer projeto prático, faz-se o ganho de malha ser muito grande. Quanto maior o ganho de malha, melhor, porque ele estabiliza o ganho de tensão e tem uma melhoria ou efeito curativo em parâmetros como estabilidade do ganho, distorção, offsets, impedância de entrada e impedância de saída.

Ganho de Tensão em Malha Fechada Ideal

Para um VCVS funcionar bem, o ganho de malha $A_{VOL}B$ tem que ser muito maior que a unidade. Quando o projetista satisfaz essa condição, a Equação (19-3) torna-se:

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B} \cong \frac{A_{VOL}}{A_{VOL}B}$$

ou

$$A_v \cong \frac{1}{B} \tag{19-4}$$

Essa equação ideal nos dá respostas quase exatas quando $A_{VOL}B >> 1$. O ganho de tensão em malha fechada exato é ligeiramente menor que o ganho de tensão em malha fechada ideal. Se for necessário, podemos calcular o erro percentual entre os valores ideal e exato com:

$$\% \text{ Erro} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL}B} \tag{19-5}$$

Por exemplo, se $1 + A_{VOL}B$ é 1000 (60 dB), o erro é apenas 0,1%. Isso significa que a resposta exata é apenas 0,1% menor que a resposta ideal.

Usando a Equação Ideal

A Equação (19-4) pode ser usada para calcular o ganho de tensão em malha fechada ideal de qualquer amplificador VCVS. Tudo o que temos a fazer é calcular a fração de realimentação com a Equação (19-1) e obter o inverso. Por exemplo, na Figura 19-3, a fração de realimentação é:

$$B = \frac{v_2}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \tag{19-6}$$

Tomando o inverso, temos:

$$A_v \cong \frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

Exceto pela substituição de $A_{v(CL)}$ por A_v, essa é a mesma fórmula deduzida no Capítulo 18 com um curto-circuito virtual entre os terminais de entrada do amp-op.

Exemplo 19–1

Na Figura 19-4, calcule a fração de realimentação, o ganho de tensão em malha fechada ideal, o erro percentual e o ganho de tensão em malha fechada exato. Use A_{VOL} típico de 100.000 para o 741C.

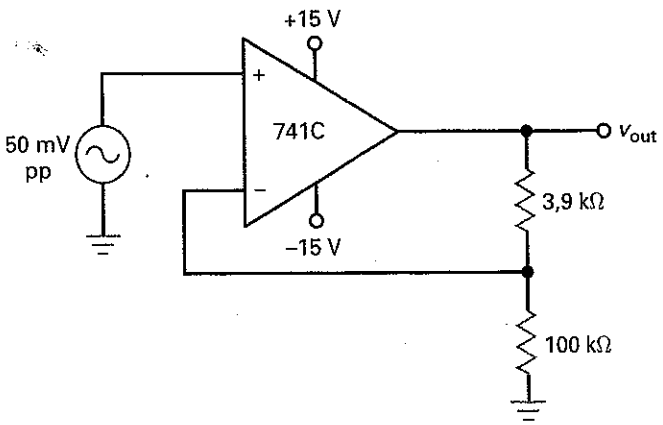


Figura 19–4 Exemplo.

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-6), a fração de realimentação é:

$$B = \frac{100\,\Omega}{100\,\Omega + 3{,}9\,\text{k}\Omega} = 0{,}025$$

Usando a Equação (19-4), o ganho de tensão em malha fechada ideal é:

$$A_v = \frac{1}{0{,}025} = 40$$

Usando a Equação (19-5), o erro percentual é:

$$\%\,\text{Erro} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL}B} = \frac{100\%}{1 + (100.000)(0{,}025)} = 0{,}04\%$$

Podemos calcular o ganho de tensão em malha fechada exato de duas formas: podemos reduzir 0,04% na resposta ideal, ou usar a fórmula exata (Equação (19-3)). A seguir, os dois cálculos para essas duas abordagens:

$$A_v = 40 - (0{,}04\%)(40) = 40 - (0{,}004)(40) = 39{,}984$$

Essa resposta sem arredondamento nos permite ver quanto a resposta ideal (40) está próxima da resposta exata. Podemos obter a mesma resposta exata com a Equação (19-3):

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B} = \frac{100.000}{1 + (100.000)(0{,}025)} = 39{,}984$$

Concluindo, este exemplo demonstrou a precisão da equação ideal para o ganho de tensão em malha fechada. Exceto para análises mais precisas, podemos sempre usar a equação ideal. Nos poucos casos em que necessitamos saber qual o erro, podemos retornar à Equação (19-5) para calcular o erro percentual.

Este exemplo também valida o uso de um curto-circuito virtual entre os terminais de entrada de um amp-op. Em circuitos mais complicados, o curto-circuito virtual nos permite analisar o efeito da realimentação com métodos lógicos baseados na lei de Ohm em vez de deduzir mais equações.

PROBLEMA PRÁTICO 19-1 Na Figura 19-4, troque o resistor de realimentação de 3,9 kΩ por 4,9 kΩ. Calcule a fração de realimentação, o ganho de tensão em malha fechada ideal, o erro percentual e o ganho em malha fechada exato.

19-3 Outras Equações para VCVS

A realimentação negativa tem um efeito curativo sobre as falhas ou defeitos de um amplificador, seja ela implementada por CIs seja por componentes discretos. Por exemplo, o ganho de tensão em malha aberta pode ter grandes variações de um amp-op para outro. A realimentação negativa *estabiliza* o ganho de tensão; ou seja, ela quase elimina as variações internas do amp-op e faz com que o ganho de tensão em malha fechada dependa principalmente das resistências externas. Como essas resistências podem ser resistores de precisão com coeficientes de temperatura muito baixos, o ganho de tensão em malha fechada torna-se ultra-estável.

De forma similar, a realimentação negativa num amplificador VCVS aumenta a impedância de entrada, diminui a impedância de saída e reduz qualquer distorção não-linear do sinal amplificado. Nesta seção, descobriremos o quanto de melhoria ocorre com o uso da realimentação negativa.

É BOM SABER

Basicamente, qualquer circuito amp-op que não usa realimentação negativa é considerado bastante instável para ser útil.

Estabilidade no Ganho

A estabilidade no ganho depende de se ter um erro percentual muito baixo entre os ganhos de tensão em malha fechada ideal e exato. Quanto menor o erro percentual, melhor

a estabilidade. O *erro de pior caso* do ganho de tensão em malha fechada ocorre quando o ganho de tensão em malha aberta é mínimo. Na forma de equação temos:

$$\textbf{\% Erro máximo} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL(\text{mín})}B} \tag{19-7}$$

onde $A_{VOL(\text{mín})}$ é o ganho de tensão em malha aberta mínimo ou de pior caso mostrado na folha de dados. Com um 741C, $A_{VOL(\text{mín})} = 20.000$.

Por exemplo, se $1 + A_{VOL(\text{mín})}B$ for igual a 500:

$$\text{\% Erro máximo} = \frac{100\%}{500} = 0,02\%$$

Na produção em massa o ganho de tensão em malha fechada de qualquer amplificador VCVS com os números anteriores estará dentro de 0,2% do valor ideal.

Impedância de Entrada em Malha Fechada

A Figura 19-5*a* mostra um amplificador não inversor. A seguir, a equação exata para a impedância de entrada em malha fechada desse amplificador VCVS:

$$z_{\text{in}(CL)} = (1 + A_{VOL}B)R_{\text{in}} \,||\, R_{CM} \tag{19-8}$$

onde R_{in} = a resistência de entrada em malha aberta do amp-op

R_{CM} = a resistência de entrada em modo comum do amp-op

Uma ou duas palavras a respeito da resistência que aparece nessa equação: primeiro, R_{in} é a resistência de entrada mostrada na folha de dados. Num amp-dif bipolar discreto, ela é igual a $2\beta r'_e$, discutido no Capítulo 17. Discutimos também R_{in}, e a Tabela 18-1 forneceu como resistência de entrada, para o 741C, 2 MΩ.

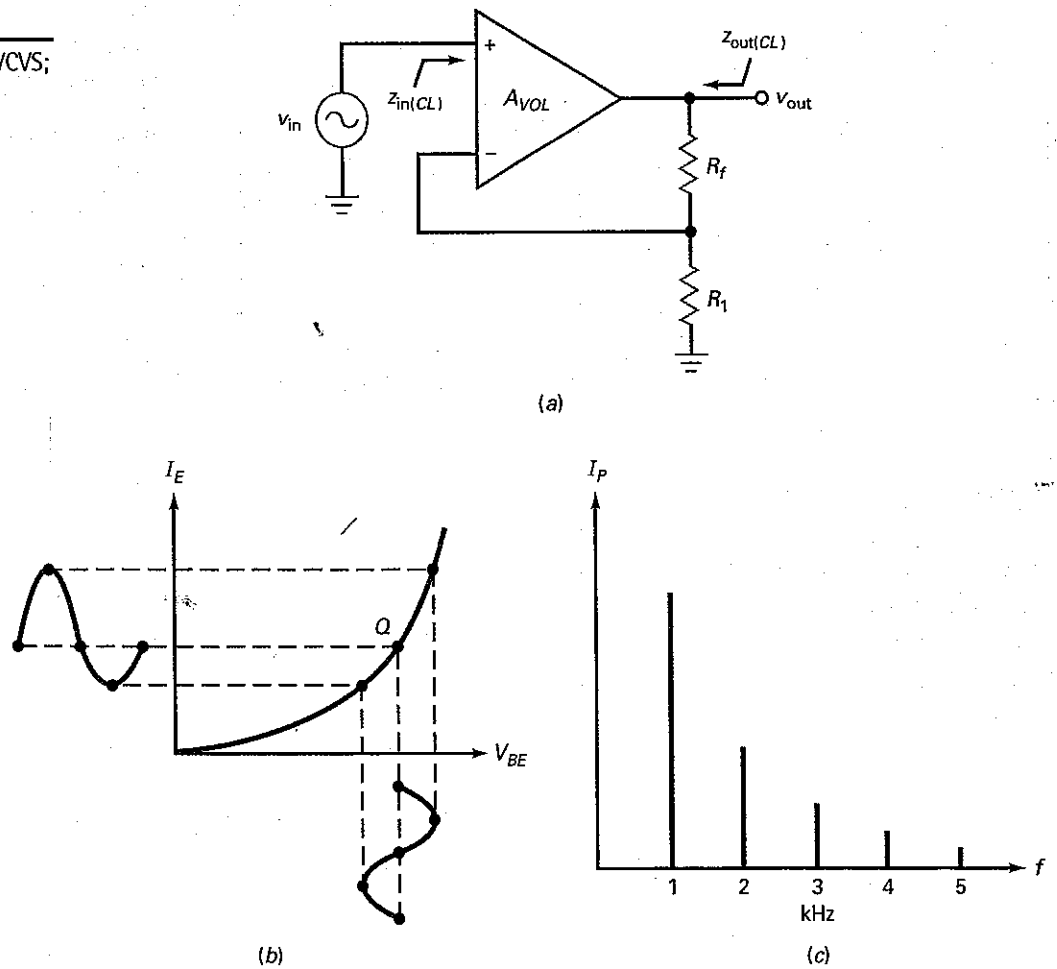


Figura 19-5 (*a*) Amplificador VCVS; (*b*) distorção não-linear; (*c*) fundamental e harmônicos.

Segundo, R_{CM} é a resistência de cauda equivalente de entrada do estágio amp-dif. Em um amp-dif discreto, R_{CM} é igual a R_E. Em amp-ops, um espelho de corrente é usado no lugar de R_E. Por isso, o R_{CM} do amp-op tem um valor extremamente alto. Por exemplo, um 741C tem um R_{CM} que é maior que 100 MΩ.

Normalmente, o R_{CM} é ignorado porque seu valor é muito grande e a Equação (19-8) é aproximada para:

$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{VOL}B)R_{in} \tag{19-9}$$

Como $1 + A_{VOL}B$ é muito maior que a unidade num amplificador VCVS prático, a impedância de entrada em malha fechada é extremamente alta. Em um seguidor de tensão, B é 1 e $z_{in(CL)}$ se aproxima do infinito, exceto para o efeito paralelo de R_{CM} na Equação (19-8). Em outras palavras, o limite final da impedância de entrada em malha fechada é:

$$z_{in(CL)} = R_{CM}$$

O ponto principal a conseguir é este: o valor exato da impedância de entrada em malha fechada não é importante. O que importa é que ela é muito grande, geralmente maior que R_{in}, porém menor que o limite final de R_{CM}.

Impedância de Saída em Malha Fechada

Na Figura 19-5*a*, a impedância de saída em malha fechada é a impedância total de saída olhando de volta para o amplificador VCVS. A equação exata para essa impedância de saída em malha fechada é:

$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}B} \tag{19-10}$$

onde R_{out} é a resistência de saída em malha aberta do amp-op mostrado na folha de dados. Discutimos R_{out}, e a Tabela 18-1 fornece uma resistência de saída de 75 Ω para um 741C.

Como $1 + A_{VOL}B$ é muito maior que a unidade em um amplificador VCVS prático, a impedância de saída em malha fechada é menor que 1 Ω e ainda pode se aproximar de zero em um seguidor de tensão. Para um seguidor de tensão, a impedância em malha fechada é tão baixa que a resistência dos fios de conexão pode se tornar um fator de limitação.

Novamente, o ponto principal não é o valor exato da impedância de saída em malha fechada mas, ao contrário, o fato de que a realimentação negativa VCVS a reduz a um valor menor que 1 Ω. Por essa razão, a saída de um amplificador VCVS se aproxima de uma fonte de tensão ideal.

Distorção Não-Linear

Uma melhoria no valor mencionado é o efeito da realimentação negativa na distorção. Nos últimos estágios de um amplificador, a *distorção não-linear* ocorre com grandes sinais porque a resposta entrada/saída dos dispositivos de amplificação torna-se não-linear. Por exemplo, a curva não-linear do diodo base-emissor distorce um grande sinal alongando o semiciclo positivo e comprimindo o semiciclo negativo, como mostra a Figura 19-5*b*.

A distorção não-linear produz *harmônicos* do sinal de entrada. Por exemplo, se um sinal de tensão senoidal tem uma freqüência de 1 kHz, a corrente de saída distorcida terá sinais senoidais com freqüências de 1, 2, 3 kHz e assim por diante, como mostra o *diagrama de espectro* na Figura 19-5*c*. A freqüência fundamental é 1 kHz sendo todas as outras harmônicas. O valor rms (valor eficaz) de todos os harmônicos medidos juntos nos diz quanto ocorreu de distorção. Por isso a distorção não-linear é normalmente denominada **distorção harmônica**.

Podemos medir a distorção harmônica com um instrumento denominado *analisador de distorção*. Esse instrumento mede a tensão harmônica total e divide pela tensão fundamental para obter o *percentual de distorção harmônica total* (THD – *total harmonic distortion*), definida como:

$$THD = \frac{\textbf{Tensão harmônica total}}{\textbf{Tensão fundamental}} \times 100\% \qquad \textbf{(19-11)}$$

Por exemplo, se a tensão harmônica total é 0,1 V rms e a tensão fundamental é 1 V, então THD = 10%.

A realimentação negativa reduz a distorção harmônica. A equação exata para a distorção harmônica em malha fechada é:

$$THD_{CL} = \frac{THD_{OL}}{1 + A_{VOL}B} \qquad \textbf{(19-12)}$$

onde THD_{OL} = distorção harmônica em malha aberta
THD_{CL} = distorção harmônica em malha fechada

Mais uma vez, o valor $1 + A_{VOL}B$ tem um efeito curativo. Quando ele é grande, reduz a distorção harmônica a níveis desprezíveis. Em amplificadores estéreos, isso significa ouvirmos música de alta fidelidade em vez de sons distorcidos.

Amplificador com Realimentação Negativa Discreto

A idéia de um amplificador de tensão (VCVS), cujo ganho de tensão é controlado por resistores externos, foi descrita brevemente no Capítulo 10, Volume 1, "Amplificadores de Tensão". O amplificador discreto com realimentação de dois estágios, mostrado na Figura 10-10, é essencialmente um amplificador de tensão não inversor que usa realimentação negativa.

Voltando a esse circuito, os dois estágios EC produzem um ganho de tensão em malha aberta igual a:

$$A_{VOL} = (A_{v1})(A_{v2})$$

A tensão de saída alimenta um divisor de tensão formado por r_f e r_e. Como o terminal inferior de r_e está no terra ca, a fração de realimentação é aproximadamente:

$$B \cong \frac{r_e}{r_e + r_f}$$

Isso ignora o efeito de carga no emissor do transistor de entrada.

A entrada V_{in} aciona a base do primeiro transistor, enquanto a tensão de realimentação aciona o emissor. Uma tensão de erro aparece no diodo base-emissor. A análise matemática é similar à apresentada anteriormente. O ganho de tensão em malha fechada é aproximadamente $\frac{1}{B}$, a impedância de entrada é $(1 + A_{VOL}B)R_{in}$, a impedância de saída é $\frac{R_{out}}{(1 + A_{VOL}B)}$ e a distorção é $\frac{THD_{OL}}{(1 + A_{VOL}B)}$. É muito comum o uso da realimentação negativa em uma variedade de configurações de amplificadores discretos.

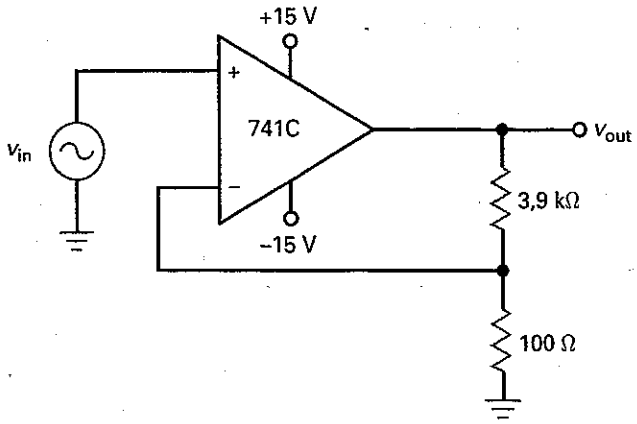
Exemplo 19–2

Na Figura 19-6, o 741C tem um R_{in} de 2 MΩ e um R_{CM} de 200 MΩ. Qual é a impedância de entrada de malha fechada? Use um A_{VOL} típico de 100.000 para o 741C.

SOLUÇÃO No Exemplo 19-1, calculamos $B = 0{,}025$. Portanto:

$$1 + A_{VOL}B = 1 + (100.000)(0.025) \cong 2500$$

Figura 19–6 Exemplo.



Usando a Equação (19-9):

$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{VOL}B)R_{in} = (2500)(2\ \text{M}\Omega) = 5.000\ \text{M}\Omega$$

Sempre que obtivermos uma resposta acima de 100 MΩ, a Equação (19-8) deverá ser usada. Usando a Equação (19-8):

$$z_{in(CL)} = (5000\ \text{M}\Omega \parallel 200\ \text{M}\Omega = 192\ \text{M}\Omega$$

Essa impedância de entrada alta significa que um VCVS se aproxima de um amplificador de tensão ideal.

PROBLEMA PRÁTICO 19–2 Na Figura 19-6, substitua o resistor de 3,9 kΩ por um de 4,9 kΩ e resolva para $z_{in(CL)}$.

Exemplo 19–3

Use os dados e resultados do exemplo anterior para calcular a impedância de saída em malha fechada na Figura 19-6. Use um A_{VOL} de 100.000 e R_{out} de 75 Ω.

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-10):

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \Omega}{2500} = 0{,}03\ \Omega$$

Essa impedância de saída baixa significa que um VCVS se aproxima de um amplificador de tensão ideal.

PROBLEMA PRÁTICO 19–3 Repita o Exemplo 19-3 com A_{VOL} = 200.000 e B = 0,025.

Exemplo 19–4

Suponha que o amplificador tenha uma distorção harmônica total em malha aberta de 7,5%. Qual a distorção harmônica total em malha fechada?

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-12):

$$THD_{(CL)} = \frac{7{,}5\%}{2500} = 0{,}003\%$$

PROBLEMA PRÁTICO 19–4 Repita o Exemplo 19-4 com o resistor de 3,9 kΩ substituído por um de 4,9 kΩ.

19-4 Amplificador ICVS

A Figura 19-7 mostra um amplificador de transresistência. Ele tem uma corrente de entrada e uma tensão de saída. O amplificador ICVS é um *conversor corrente-tensão* quase perfeito porque tem impedância de entrada zero e impedância de saída zero.

Tensão de Saída

A equação exata para a tensão de saída é:

$$v_{out} = -\left(i_{in}R_f \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}}\right) \tag{19-13}$$

Como A_{VOL} é muito maior que a unidade, a equação se simplifica para:

$$v_{out} = -(i_{in}R_f) \tag{19-14}$$

onde R_f é a transresitência.

Uma forma fácil de deduzir e lembrar da Equação (19-14) é usar o conceito de terra virtual. Lembre-se, a entrada inversora é um terra virtual para tensão, não para corrente. Quando visualizamos um terra virtual na entrada inversora, podemos ver que toda a corrente de entrada tem que passar pelo resistor de realimentação. Como o terminal esquerdo desse resistor está aterrado, a intensidade da tensão de saída é dada por:

$$v_{out} = -(i_{in}R_f)$$

O circuito é um conversor corrente-tensão. Podemos selecionar diferentes valores de R_f para obter diferentes fatores de conversão (transresistências). Por exemplo, se $R_f = 1\ k\Omega$, então uma entrada de 1 mA produz uma saída de 1 V. Se $R_f = 10\ k\Omega$, a mesma corrente de entrada produz uma saída de 10 V. O sentido da corrente mostrado na Figura 19-8 é o convencional.

Figura 19-7 Amplificador ICVS.

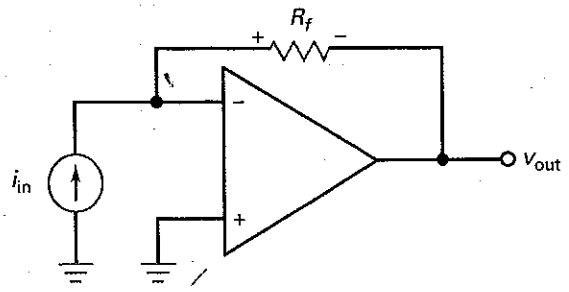
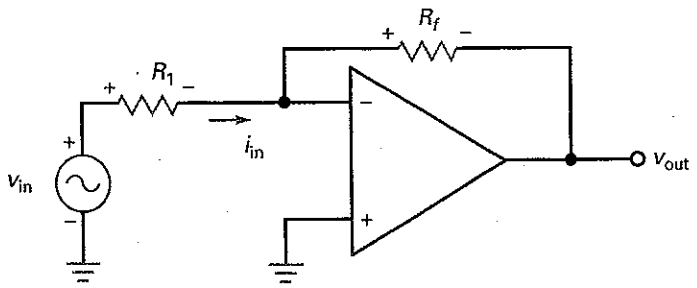


Figura 19-8 Amplificador inversor.



Entrada Não-Inversora e Impedâncias de Saída

Na Figura 19-7, as equações exatas para as impedâncias de entrada e saída em malha fechada são:

$$z_{in(CL)} = \frac{R_f}{1 + A_{VOL}} \tag{19-15}$$

$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}} \tag{19-16}$$

Nas duas equações, o denominador grande reduz a impedância a um valor muito baixo.

Amplificador Inversor

No Capítulo 18, discutimos o amplificador inversor da Figura 19-8. Lembre-se de que ele tem um ganho de tensão em malha fechada de:

$$A_v = \frac{-R_f}{R_1} \tag{19-17}$$

Esse tipo de amplificador usa a realimentação negativa ICVS. Devido ao terra virtual na entrada inversora, a corrente de entrada é igual a:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_1}$$

Exemplo 19–5

MultiSim

Na Figura 19-9, qual a tensão de saída se a freqüência de entrada é de 1 kHz?

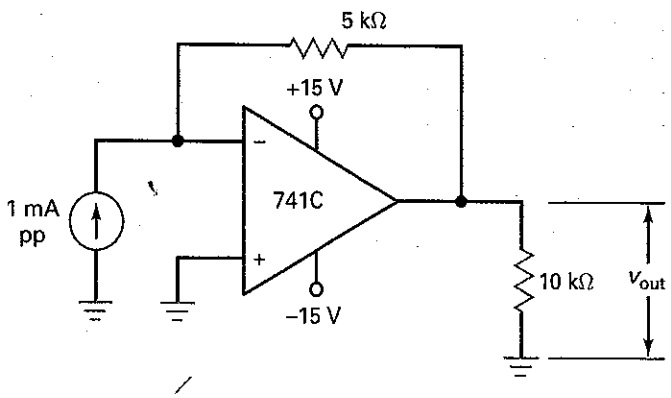


Figura 19–9 Exemplo.

SOLUÇÃO Visualize a corrente de entrada de 1 mA pp passando no resistor de 5 kΩ. Usando a lei de Ohm ou a Equação (19-14):

$$v_{out} = -(1 \text{ mA pp})(5 \text{ k}\Omega) = -5 \text{ V pp}$$

Novamente, o sinal negativo indica um deslocamento de fase de 180°. A tensão de saída é uma tensão ca com um valor de pico a pico de 5 V e uma freqüência de 1 kHz.

PROBLEMA PRÁTICO 19–5 Na Figura 19-9, substitua o resistor de realimentação por um de 2 kΩ e calcule v_{out}.

Exemplo 19-6

Quais as impedâncias de entrada e saída em malha fechada na Figura 19-9? Use os parâmetros típicos do 741C.

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-15):

$$z_{in(CL)} = \frac{5K\Omega}{1+100.000} \cong \frac{5K\Omega}{100.000} = 0,05\ \Omega$$

Usando a Equação (19-16):

$$z_{out(CL)} = \frac{75\Omega}{1+100.000} \cong \frac{75\Omega}{100.000} = 0,00075\ \Omega$$

PROBLEMA PRÁTICO 19-6 Repita o Exemplo 19-6 com $A_{VOL} = 200.000$.

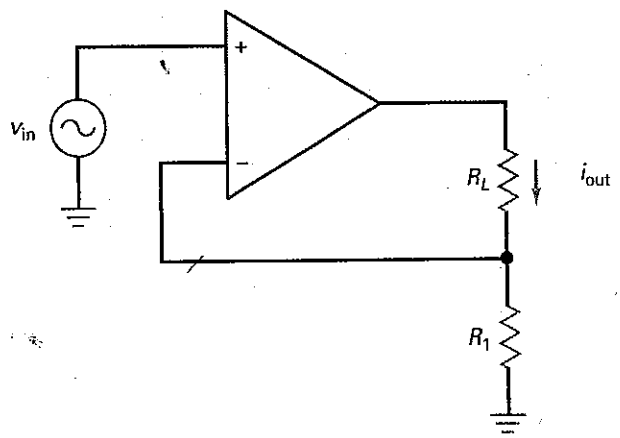
19-5 Amplificador VCIS

Com um amplificador VCIS, uma tensão de entrada controla uma corrente de saída. Devido à realimentação negativa intensa neste tipo de amplificador, a tensão de entrada é convertida em um valor preciso de corrente de saída.

A Figura 19-10 mostra um amplificador de transcondutância. Ele é similar ao amplificador VCVS, exceto que R_L é o resistor de carga como também é o resistor de realimentação. Em outras palavras, a saída ativa não é a tensão sobre $R_1 + R_L$; mas sim a corrente em R_L. Essa corrente de saída é estabilizada; ou seja, um valor específico de tensão de entrada produz um valor preciso de corrente e saída.

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1 + (R_1 + R_L)/A_{VOL}} \tag{19-18}$$

Figura 19-10 Amplificador VCIS.



Num circuito prático, o segundo termo no denominador é muito menor que o primeiro e a equação se simplifica para:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1} \tag{19-19}$$

Essa equação é escrita algumas vezes como:

$$i_{out} = g_m v_{in}$$

onde $g_m = 1/R_1$.

Eis uma forma fácil de deduzir e lembrar da Equação (19-19): quando visualizamos um curto-circuito virtual entre os terminais de entrada na Figura 19-10, a entrada inversora segue a entrada não inversora. Portanto, toda a tensão de entrada aparece em R_1. A corrente nesse resistor é:

$$i_1 = \frac{v_{in}}{R_1}$$

Na Figura 19-10, o único percurso para essa corrente é através de R_L. Por isso a Equação (19-19) fornece o valor da corrente de saída.

O circuito é um *conversor tensão-corrente*. Podemos selecionar valores diferentes de R_1 para obter diferentes fatores de conversão (transcondutâncias). Por exemplo, se $R_1 = 1\ k\Omega$, uma tensão de entrada de 1 V produz uma corrente de saída de 1 mA. Se $R_1 = 100\ \Omega$, a mesma tensão de entrada produz uma corrente de saída de 10 mA.

Visto que a entrada do circuito na Figura 19-10 é a mesma que a entrada de um amplificador VCVS, a equação aproximada para a impedância de entrada de malha fechada de um amplificador VCIS é:

$$z_{in(CL)} = (1 + A_{VOL}B)R_{in} \qquad \textbf{(19-20)}$$

onde R_{in} é a resistência de entrada do amp-op. A corrente de saída estabilizada encontra uma impedância de saída em malha fechada de:

$$z_{out(CL)} = (1 + A_{VOL})R_1 \qquad \textbf{(19-21)}$$

Nas duas equações, um A_{VOL} grande aumenta as duas impedâncias em direção ao infinito, exatamente o que desejamos para um amplificador VCIS. O circuito é um conversor corrente-tensão quase perfeito porque ele tem impedâncias de entrada e saída muito altas.

O amplificador de transcondutância na Figura 19-10 opera com um resistor de carga flutuante. Isso nem sempre é conveniente porque muitas cargas são de terminação simples. Nesse caso, podemos optar por um dos seguintes CIs lineares usados como amplificadores de transcondutância: LM3080, LM13600 e LM13700. Esses amplificadores monolíticos de transcondutância podem acionar uma resistência de carga com terminação simples.

Exemplo 19–7

MultiSim

Qual a corrente e a potência de carga na Figura 19-11? O que acontece se a resistência de carga for substituída por uma de 4 Ω?

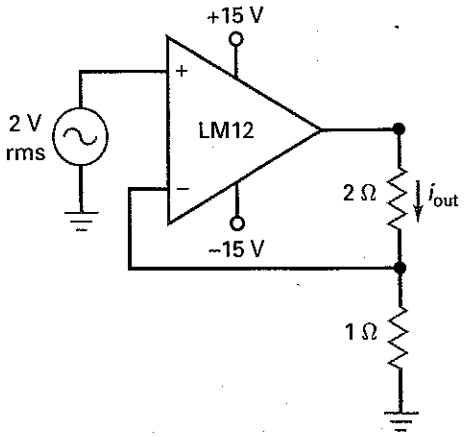
SOLUÇÃO Visualize um curto-circuito virtual nos terminais de entrada do amp-op. Com a entrada inversora seguindo a tensão da entrada não inversora, toda a tensão de entrada está no resistor de 1 Ω. Usando a lei de Ohm ou a Equação (19-19), podemos calcular a corrente de saída de:

$$i_{out} = \frac{2\text{V rms}}{1\ \Omega} = 2\ \text{A rms}$$

Esses 2 A passam na resistência de carga de 2 Ω, produzindo uma potência de carga de:

$$P_L = (2\ \text{A})^2(2\ \Omega) = 8\ \text{W}$$

Figura 19–11 Exemplo.



Se a resistência de carga for substituída por uma de 4 Ω, a corrente de saída ainda é 2 A rms, porém a potência de carga aumenta para:

$$P_L = (2\text{ A})^2(4\ \Omega) = 16\text{ W}$$

Enquanto o amp-op não saturar, podemos substituir a resistência de carga por qualquer valor e ainda ter a corrente de saída estabilizada em 2 A rms.

PROBLEMA PRÁTICO 19–7 Na Figura 19-11, altere a tensão de entrada para 3 V rms e calcule i_{out} e P_L.

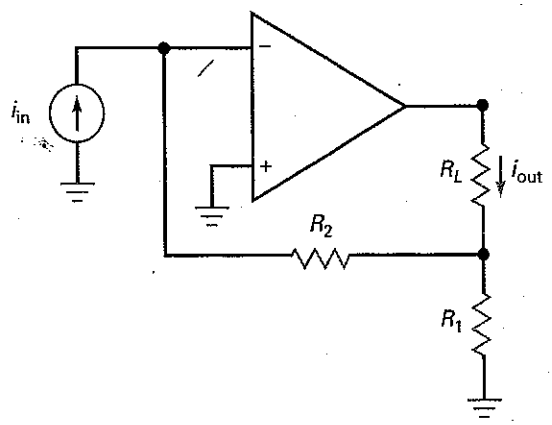
19-6 Amplificador ICIS

Um circuito ICIS amplifica a corrente de entrada. Devido à intensa realimentação negativa, o amplificador ICIS tende a operar como um perfeito **amplificador de corrente**. Ele tem uma impedância de entrada muito baixa e uma impedância de saída muito alta.

A Figura 19-12 mostra um amplificador de corrente inversor. O ganho de corrente em malha fechada é estabilizado e dado por:

$$A_i = \frac{A_{VOL}(R_1 + R_2)}{R_L + A_{VOL}R_1} \tag{19-22}$$

Figura 19–12 Amplificador ICIS.



Geralmente, o segundo termo no denominador é muito maior que o primeiro e a equação simplifica para:

$$A_i \cong \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{19-23}$$

A equação para a impedância de entrada em malha fechada de um amplificador ICIS é:

$$z_{in(CL)} = \frac{R_2}{1 + A_{VOL}B} \tag{19-24}$$

onde a fração de realimentação é dada por:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{19-25}$$

A corrente de saída estabilizada encontra uma impedância de saída em malha fechada de:

$$z_{out(CL)} = (1 + A_{VOL})R_1 \tag{19-26}$$

Um A_{VOL} grande produz uma impedância de entrada muito pequena e uma impedância de saída muito grande. Por isso, o circuito ICIS é um amplificador de corrente quase perfeito.

Exemplo 19–8

MultiSim

Qual a corrente e a potência de carga na Figura 19-13? Se a resistência de carga for substituída por uma de 2 Ω, qual a corrente e a potência de carga?

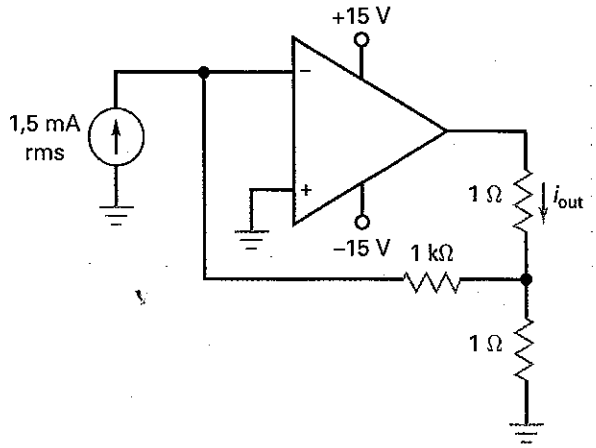


Figura 19–13 Exemplo.

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-23), o ganho de corrente é:

$$A_i = \frac{1\text{k}\Omega}{1\Omega} = 1 \cong 1.000$$

A corrente de carga é:

$$i_{out} = (1.000)(1{,}5 \text{ mA rms}) = 1{,}5 \text{ A rms}$$

A potência de carga é:

$$P_L = (1{,}5 \text{ A})^2(1\ \Omega) = 2{,}25 \text{ W}$$

Se a resistência de carga for aumentada para 2 Ω, a corrente de carga ainda será 1,5 A rms, porém a potência de carga aumentará para:

$$P_L = (1{,}5 \text{ A})^2(2\ \Omega) = 4{,}5 \text{ W}$$

PROBLEMA PRÁTICO 19-8 Usando a Figura 19-13, altere i_{in} para 2 mA. Calcule i_{out} e P_L.

19-7 Largura de Banda

A realimentação negativa aumenta a largura de banda de um amplificador porque com o decaimento do ganho de tensão em malha aberta significa que menos tensão é realimentada, o que produz mais tensão de entrada como uma compensação. Por isso, a freqüência de corte em malha fechada é maior que a freqüência de corte em malha aberta.

O Produto Ganho-Largura de Banda É Constante

Discutimos a largura de banda de um amplificador VCVS no Capítulo 18. Lembre-se de que a freqüência de corte em malha fechada é dada por:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unitário}}}{A_{v(CL)}} \tag{19-27}$$

Podemos também deduzir mais duas equações VCVS para a largura de banda em malha fechada:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)} \tag{19-28}$$

$$f_{2(CL)} = \frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}} f_{2(OL)} \tag{19-29}$$

onde $A_{v(CL)}$ é o mesmo que A_v.

Podemos usar qualquer uma dessas equações para calcular a largura de banda em malha fechada de um amplificador VCVS. A equação a ser usada depende dos dados fornecidos. Por exemplo, se conhecemos os valores de $f_{\text{unitário}}$ e $A_{v(CL)}$, então a Equação (19-27) é a que pode ser usada. Se temos os valores de A_{VOL}, B e $f_{2(OL)}$, usamos a Equação (19-28). Algumas vezes, conhecemos os valores de A_{VOL}, $A_{v(CL)}$ e $f_{2(OL)}$. Nesse caso, a Equação (19-29) é útil.

O Produto Ganho-Largura de Banda É Constante

A Equação (19-27) pode ser reescrita como:

$$A_{v(CL)}f_{2(CL)} = f_{\text{unitário}}$$

O lado esquerdo dessa equação é o produto do ganho pela largura de banda e é denominado **produto ganho-largura de banda (GBP** – *gain-bandwith product*). O lado direito da equação é uma constante para um dado amp-op. Expressando em palavras, a equação informa que o *produto ganho-largura de banda é uma constante*. Devido ao GBP ser uma constante para um dado amp-op, o projetista tem que negociar entre ganho e largura de banda. Quanto menor o ganho usado, maior a largura de banda resultante. De modo inverso, se o projetista deseja mais ganho, tem que decidir uma menor largura de banda.

A única forma de melhorar essa questão é usar um amp-op com um GBP maior, que equivale a uma maior $f_{\text{unitário}}$. Se um amp-op não tem um GBP suficiente para uma aplicação, o projetista pode selecionar um amp-op melhor, um com um GBP maior. Por exemplo, um 741C tem um GBP de 1 MHz. Se esse parâmetro é muito baixo para uma dada aplicação, podemos usar um LM318 que tem um GBP de 15 MHz. Dessa forma, conseguimos uma largura de banda 15 vezes maior para o mesmo ganho de tensão em malha fechada.

Largura de Banda e Distorção por *Slew Rate*

Embora a realimentação negativa reduza a distorção não-linear dos últimos estágios de um amplificador, ela não tem absolutamente nenhum efeito na distorção por *slew rate*. Portanto, após calcularmos a largura de banda em malha fechada, podemos calcular a largura de banda de grandes sinais com a Equação (18-2). Para uma saída sem distorção ao longo de toda a largura de banda em malha fechada, a freqüência de corte em malha fechada tem que ser menor que a largura de banda de grandes sinais:

$$f_{2(CL)} < f_{\text{máx}} \tag{19-30}$$

Isso significa que o valor de pico da saída deve ser menor que:

$$V_{p(\text{máx})} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} \tag{19-31}$$

Eis por que a realimentação negativa não tem efeito na distorção por *slew-rate*: no Capítulo 18, discutimos como o capacitor de compensação de um amp-op produz uma capacitância Miller de entrada grande. Para um 741C, essa capacitância grande é uma carga para o amp-dif de entrada, como mostra a Figura 19-4*a*. Quando ocorre a distorção por *slew rate*, v_{in} é suficientemente alta para saturar um transistor e levar o outro ao corte. Como o amp-op não está mais operando na região linear, o efeito curativo da realimentação negativa é temporariamente suspenso.

A Figura 19-14*b* mostra o que acontece quando Q_1 é saturado e Q_2 é levado ao corte. Como o capacitor de 3000 pF tem que ser carregado por um resistor de 1 MΩ, obtemos a variação mostrada na figura. Após o capacitor ser carregado, Q_1 sai da saturação, Q_2 sai do corte e o efeito curativo da realimentação negativa reaparece.

Tabela de Realimentação Negativa

A Tabela Resumo 19-1 mostra as quatro configurações ideais de realimentação negativa. Essas configurações são circuitos básicos que podem ser modificados para se obter circuitos mais avançados. Por exemplo, usando uma fonte de tensão e um resistor de entrada R_1, a configuração ICVS torna-se o amplificador inversor

Figura 19–14 (*a*) Amp-dif de entrada do 741C; (*b*) a carga do capacitor provoca variação da tensão na saída.

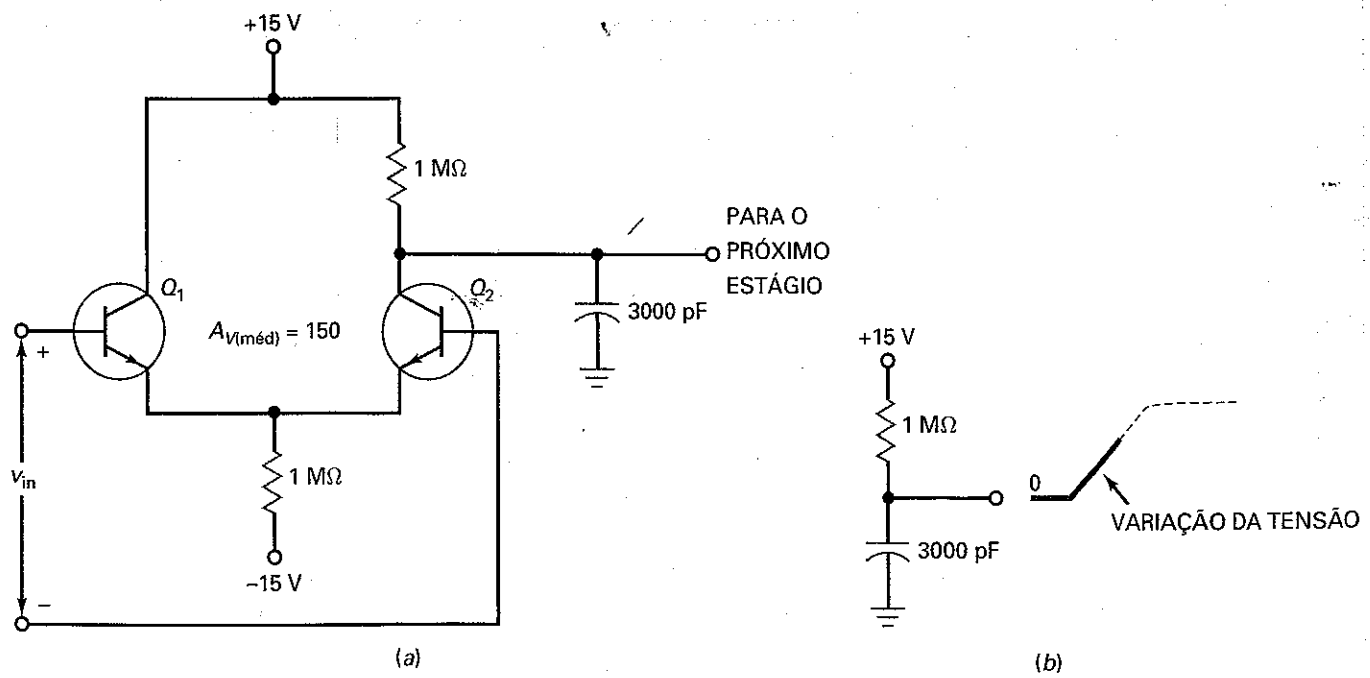
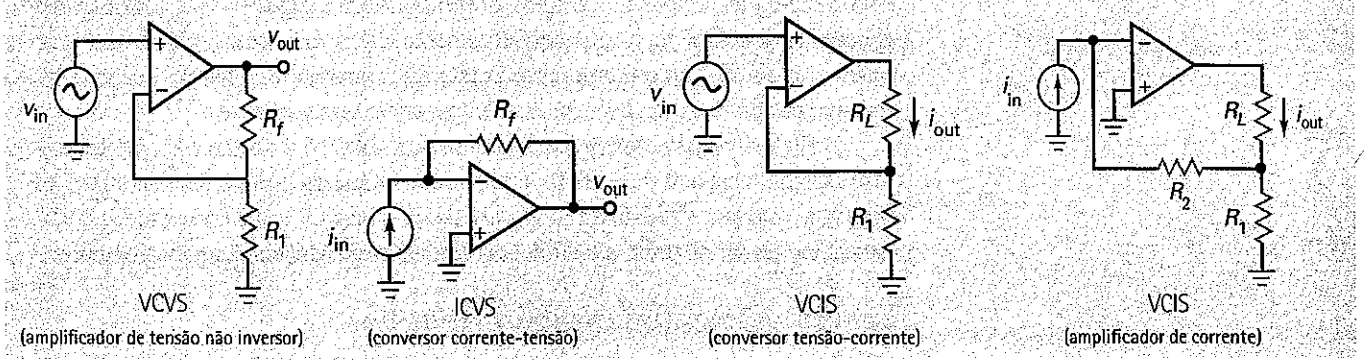


Tabela Resumo 19-1 Quatro Tipos de Realimentação Negativa

Tipo	Estabilizada	Equação	$Z_{in(CL)}$	$Z_{out(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$
VCVS	A_v	$\frac{R_f}{R_1}+1$	$(1+A_{VOL}B)R_{in}$	$\frac{R_{out}}{(1+A_{VOL}B}$	$(1+A_{VOL}B)f_{2(OL)}$	$\frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}}f_{2(OL)}$	$\frac{f_{unitário}}{A_{v(CL)}}$
ICVS	$\frac{V_{out}}{i_{in}}$	$v_{out}=-(i_{in}R_f)$	$\frac{R_f}{1+A_{VOL}}$	$\frac{R_{out}}{1+A_{VOL}}$	$(1+A_{VOL})f_{2(OL)}$	–	–
VCIS	$\frac{i_{out}}{V_{in}}$	$i_{out}=\frac{v_{in}}{R_1}$	$(1+A_{VOL}B)R_{in}$	$(1+A_{VOL})R_1$	$(1+A_{VOL})f_{2(OL)}$	–	–
ICIS	A_i	$\frac{R_2}{R_1}+1$	$\frac{R_2}{(1+A_{VOL}B)}$	$(1+A_{VOL})R_1$	$(1+A_{VOL}B)f_{2(OL)}$	–	–



mais usado discutido no Capítulo 18. Como um outro exemplo, podemos acrescentar capacitores de acoplamento à configuração VCVS para obter um amplificador ca. Nos próximos cinco capítulos, modificaremos essas configurações básicas para obter uma ampla variedade de circuitos úteis.

Exemplo 19–9

Se o amplificador VCVS da Tabela 19-1 usa um LF411A com $(1 + A_{VOL}B) = 1.000$ e $f_{2(OL)} = 160$ Hz, qual a largura de banda de malha fechada?

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-28):

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)} = (1.000)(160 \text{ Hz}) = 160 \text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 19–9 Repita o Exemplo 19-9 com $f_{2(OL)} = 100$ Hz.

Exemplo 19–10

Se um amplificador VCVS da Tabela 19-1 usa um LM308 com $A_{VOL} = 250.000$ e $f_{2(OL)} = 1{,}2$ Hz, qual a largura de banda em malha fechada para um $A_{V(CL)} = 50$?

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-29):

$$f_{2(CL)} = \frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}} f_{2(OL)} = \frac{250.000}{50}(1,2\,\text{Hz}) = 6\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 19-10 Repita o Exemplo 19-10 usando $A_{VOL} = 200.000$ e $f_{2(OL)} = 2$ Hz.

Exemplo 19-11

Se o amplificador ICVS da Tabela 19-1 usa um LM12 com $A_{VOL} = 50.000$ e $f_{2(OL)} = 14$ Hz, qual a largura de banda em malha fechada?

SOLUÇÃO Usando a equação dada na Tabela 19-1:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL})f_{2(OL)} = (1 + 50.000)(14\ \text{Hz}) = 700\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 19-11 No Exemplo 19-11, se $A_{VOL} = 75.000$ e $f_{2(OL)} = 750$ kHz, determine a largura de banda em malha aberta.

Exemplo 19-12

Se o amplificador ICIS da Tabela 19-1 usa um OP-07A com $f_{2(OL)} = 20$ Hz e se $(1 + A_{VOL}B) = 2500$, qual a largura de banda em malha fechada?

SOLUÇÃO Usando a equação dada na Tabela 19-1:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)} = (2500)(20\ \text{Hz}) = 50\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 19-12 Repita o Exemplo 19-12 com $f_{2(OL)} = 50$ Hz.

Exemplo 19-13

Um amplificador VCIS usa um LM741C com $f_{\text{unitário}} = 1$ MHz e $S_R = 0,5\ \text{V}/\mu\text{s}$. Se $A_{V(CL)} = 10$, qual a largura de banda em malha fechada? Qual a tensão de pico de saída sem distorção para $f_{2(CL)}$?

SOLUÇÃO Usando a Equação (19-27):

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unitário}}}{A_{v(CL)}} = \frac{1\,\text{MHz}}{10} = 100\,\text{kHz}$$

Usando a Equação (19-31):

$$V_{p(\text{máx})} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} = \frac{0,5\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi(100\ \text{kHz})} = 0,795\ \text{V}$$

PROBLEMA PRÁTICO 19-13 Calcule a largura de banda em malha fechada e $V_{p(\text{máx})}$ no Exemplo 19-13 com $A_{V(CL)} = 100$.

Resumo

SEÇÃO 19–1 QUATRO TIPOS DE REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

Existem quatro tipos ideais de realimentação negativa: VCVS, ICVS, VCIS e ICIS. Dois tipos (VCVS e VCIS) são controlados por uma tensão de entrada e os outros dois tipos (ICVS e ICIS) são controlados por uma corrente de entrada. As saídas do VCVS e do ICVS atuam como uma fonte de tensão e as saídas do VCIS e ICIS atuam como uma fonte de corrente.

SEÇÃO 19–2 GANHO DE TENSÃO VCVS

O ganho de malha é o ganho de tensão dos percursos direto e de realimentação. Em qualquer projeto prático, o ganho de malha é muito grande. Como resultado, o ganho de tensão em malha fechada é bastante estável porque ele não depende mais das características do amplificador. Ao contrário, ele depende quase que exclusivamente das características dos resistores externos.

SEÇÃO 19–3 OUTRAS EQUAÇÕES VCVS

A realimentação negativa VCVS tem um efeito curativo sobre as falhas de um amplificador porque ela estabiliza o ganho de tensão, aumenta a impedância de entrada, diminui a impedância de saída e diminui a distorção harmônica.

SEÇÃO 19–4 O AMPLIFICADOR ICVS

Esse é um amplificador de transresistência, que equivale a um conversor corrente-tensão. Devido ao terra virtual, esse amplificador tem idealmente uma impedância de entrada nula. A corrente de entrada produz um valor preciso de tensão de saída.

SEÇÃO 19–5 O AMPLIFICADOR VCIS

Esse é um amplificador de transcondutância, que equivale a um conversor tensão-corrente. Idealmente ele tem uma impedância de entrada infinita. A tensão de entrada produz um valor preciso de corrente de saída. A impedância de saída se aproxima do infinito.

SEÇÃO 19–6 O AMPLIFICADOR ICIS

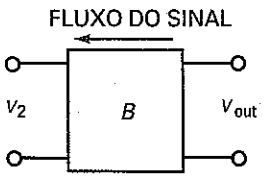
Por causa da intensa realimentação negativa, o amplificador ICIS se aproxima de um amplificador de corrente perfeito, que tem uma impedância de entrada nula e uma impedância de saída infinita.

SEÇÃO 19–7 LARGURA DE BANDA

A realimentação negativa aumenta a largura de banda de um amplificador porque o decaimento do ganho de tensão em malha aberta significa que menos tensão é realimentada, o que produz mais tensão de entrada como uma compensação. Por isso, a freqüência de corte em malha fechada é maior do que a freqüência de corte em malha aberta.

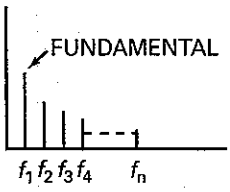
Definições

(19-1) Fração de realimentação:



$$B = \frac{v_2}{v_{out}}$$

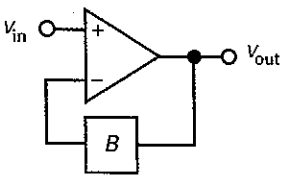
(19-11) Distorção harmônica total:



$$THD = \frac{\text{Tensão harmônica total}}{\text{Tensão fundamental}} \times 100\%$$

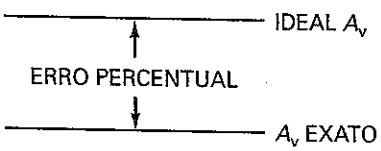
Derivações

(19-4) Ganho de tensão VCVS:



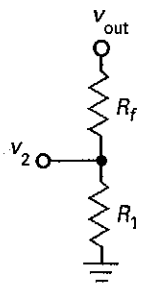
$$Av \cong \frac{1}{B}$$

(19-5) Erro percentual VCVS:



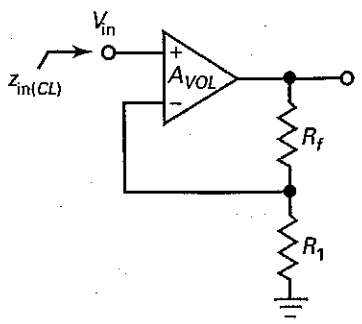
$$\%\,\text{Erro} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL}B}$$

(19-6) Fração de realimentação VCVS:



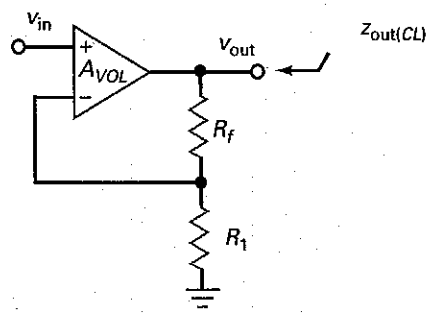
$$B = \frac{v_2}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

(19-9) Impedância de entrada VCVS:



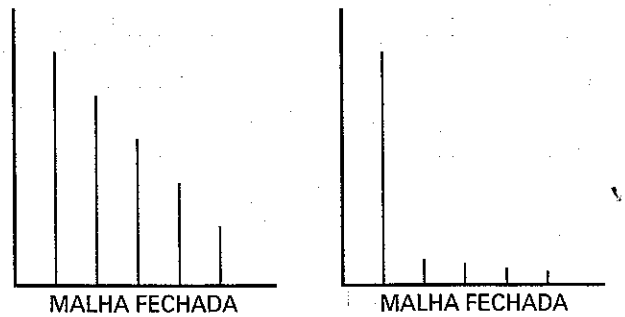
$$Z_{in(CL)} \cong (1 + A_{VOL}B)R_{in}$$

(19-10) Impedância de saída VCVS:



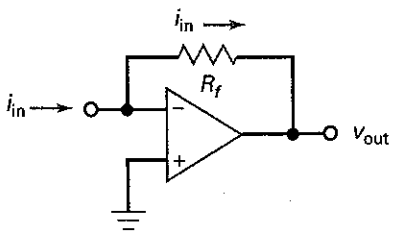
$$Z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}B}$$

(19-12) Distorção de malha fechada:



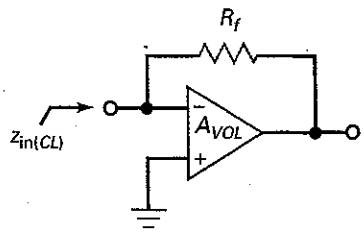
$$THD_{CL} = \frac{THD_{OL}}{1 + A_{VOL}B}$$

(19-14) Tensão de saída ICVS:



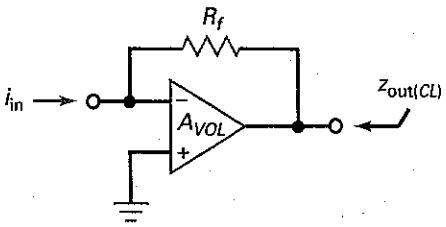
$$v_{out} = -(i_{in}R_f)$$

(19-15) Impedância de entrada ICVS:



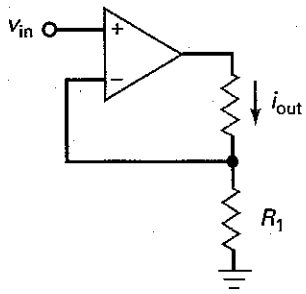
$$Z_{in(CL)} = \frac{R_f}{1 + A_{VOL}}$$

(19-16) Impedância de saída ICVS:



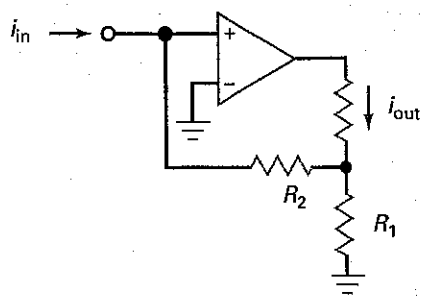
$$Z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}}$$

(19-19) Corrente de saída VCIS:



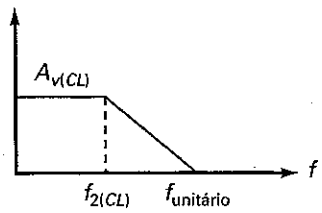
$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1}$$

(19-23) Ganho de corrente ICIS:



$$A_i \cong \frac{R_2}{R_1} + 1$$

(19-27) Largura de banda em malha fechada:



$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unitário}}{A_{v(CL)}}$$

Atividades para o Estudante

1. **Com a realimentação negativa, o sinal de retorno**
   a. Se soma ao sinal de entrada
   b. Se opõe ao sinal de entrada
   c. É proporcional à corrente de saída
   d. É proporcional ao ganho de tensão diferencial

2. **Quantos tipos de realimentação negativa existem?**
   a. Um
   b. Dois
   c. Três
   d. Quatro

3. **Um amplificador VCVS se aproxima de um**
   a. Amplificador de tensão ideal
   b. Conversor corrente-tensão ideal
   c. Conversor tensão-corrente ideal
   d. Amplificador de corrente ideal

4. **A tensão entre os terminais de entrada de um amp-op ideal é**
   a. Zero
   b. Muito pequena
   c. Muito grande
   d. Igual à tensão de entrada

5. **Quando um amp-op não está saturado, as tensões nas entradas inversora e não-inversora são**
   a. Quase iguais
   b. Muito diferentes
   c. Iguais à tensão de saída
   d. Iguais a ±15 V

6. **A fração de realimentação *B***
   a. É sempre menor que 1
   b. É geralmente maior que 1
   c. Pode ser igual a 1
   d. Pode não ser igual a 1

7. **Um amplificador ICVS não tem tensão de saída. Um possível problema é**
   a. Sem a tensão de alimentação negativa
   b. Resistor de realimentação em curto-circuito
   c. Sem tensão de realimentação
   d. Resistor de carga aberto

8. **Em um amplificador VCVS, qualquer diminuição no ganho de tensão em malha aberta produz um aumento na tensão**
   a. De saída
   b. De erro
   c. De realimentação
   d. De entrada

9. **O ganho de tensão em malha aberta é igual ao ganho**
   a. Com realimentação negativa
   b. De tensão diferencial do amp-op
   c. Quando *B* é 1
   d. Na $f_{unitário}$

10. **O ganho de malha $A_{VOL}B$**
    a. É geralmente muito maior que 1
    b. É geralmente muito menor que 1
    c. Pode não ser igual a 1
    d. Está entre 0 e 1

11. **A impedância de entrada em malha fechada com um amplificador ICVS é**
    a. Geralmente maior que a impedância de entrada em malha aberta
    b. Igual à impedância de entrada em malha aberta
    c. Algumas vezes menor que a impedância em malha aberta
    d. Idealmente zero

12. **Com um amplificador ICVS, o circuito se aproxima de um**
    a. Amplificador de tensão ideal
    b. Conversor corrente-tensão ideal
    c. Conversor tensão-corrente ideal
    d. Amplificador de corrente ideal

13. **A realimentação negativa reduz**
    a. A fração de realimentação
    b. A distorção
    c. A tensão de *offset* de entrada
    d. O ganho em malha aberta

14. **Um seguidor de tensão tem um ganho de tensão**
    a. Muito menor que 1
    b. 1
    c. Maior que 1
    d. A_{VOL}

15. **A tensão entre os terminais de entrada de um amp-op real é**
    a. Zero
    b. Muito pequena
    c. Muito grande
    d. Igual à tensão de entrada

16. **A transresistência de um amplificador é a razão entre**
    a. A corrente de saída e a tensão de entrada
    b. A tensão de entrada e a corrente de saída
    c. A tensão de saída e a tensão de entrada
    d. A tensão de saída e a corrente de entrada

17. **A corrente não pode fluir do terra para**
    a. Um terra mecânico
    b. Um terra ca
    c. Um terra virtual
    d. Um terra comum

18. **Num conversor corrente-tensão, a corrente de entrada passa**
    a. Pela impedância de entrada do amp-op
    b. Pelo resistor de realimentação
    c. Pelo terra
    d. Pelo resistor de carga

19. **A impedância de entrada de um conversor corrente-tensão é**
    a. Pequena
    b. Grande
    c. Idealmente zero
    d. Idealmente infinita

20. **A largura de banda em malha aberta é igual**
    a. $f_{unitário}$
    b. $f_{2(OL)}$
    c. $f_{unitário} / A_{V(CL)}$
    d. $f_{máx}$

21. **A largura de banda em malha fechada é igual a**
    a. $f_{unitário}$
    b. $f_{2(OL)}$
    c. $f_{unitário} / A_{v(CL)}$
    d. $f_{máx}$

22. **Para um dado amp-op, qual das seguintes alternativas é uma constante?**
    a. $f_{2(OL)}$
    b. Tensão de realimentação
    c. $A_{v(CL)}$
    d. $A_{v(CL)}f_{(CL)}$

23. **A realimentação negativa não melhora**
    a. A estabilidade do ganho de tensão
    b. A distorção não-linear nos últimos estágios
    c. A tensão de *offset* de saída
    d. A largura de banda de grandes sinais

24. **Um amplificador ICVS está saturado. Um possível problema é**
   a. Sem tensões de alimentação
   b. Resistor de realimentação aberto
   c. Sem tensão de entrada
   d. Resistor de carga aberto

25. **Um amplificador VCVS não apresenta tensão de saída. Um possível problema é**
   a. Resistor de carga em curto-circuito
   b. Resistor de realimentação aberto
   c. Tensão de entrada excessiva
   d. Resistor de carga aberto

26. **Um amplificador ICIS está saturado. Um possível problema é**
   a. Resistor de carga em curto-circuito
   b. R_2 está aberto
   c. Sem tensão de entrada
   d. Resistor de carga aberto

27. **Um amplificador ICVS não apresenta tensão de saída. Um possível problema é**
   a. Sem tensão de alimentação positiva
   b. Resistor de realimentação aberto
   c. Sem tensão de realimentação
   d. Resistor de carga em curto-circuito

28. **A impedância de entrada em malha fechada em um amplificador VCVS é**
   a. Geralmente maior que a impedância de entrada em malha aberta
   b. Igual à impedância de entrada em malha aberta
   c. Algumas vezes menor que a impedância de entrada em malha aberta
   d. Idealmente zero

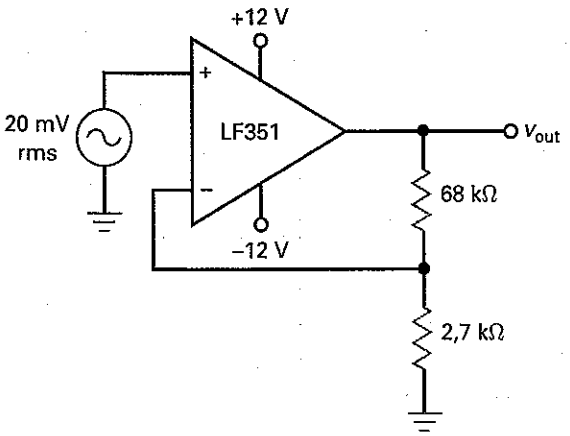
Problemas

Nos seguintes problemas, consulte a Tabela 18-2, a qual contém parâmetros de amp-ops, conforme necessário.

SEÇÃO 19–2 GANHO DE TENSAO DE UM VCVS

19–1 Na Figura 19-15, calcule a fração de realimentação, o ganho de tensão em malha fechada, o erro percentual e o ganho de tensão exato.

Figura 19–15



19–2 Se o resistor de 68 kΩ na Figura 19-15 for substituído por um de 39 kΩ, qual a fração de realimentação? Qual o ganho de tensão em malha fechada?

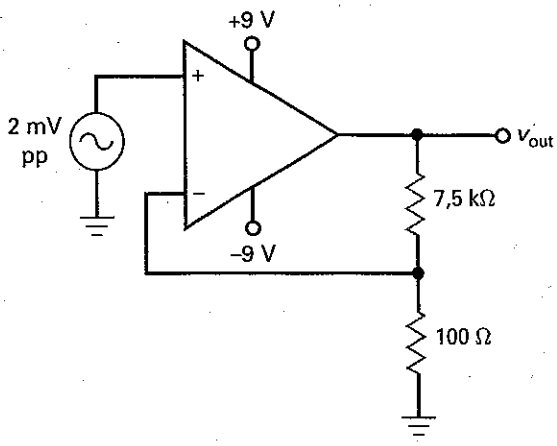
19–3 Na Figura 19-15, o resistor de 2,7 kΩ é substituído por um de 4,7 kΩ. Qual a fração de realimentação? Qual o ganho de tensão em malha fechada?

19–4 Se o LF351 na Figura 19-15 for substituído por um LM308, qual a fração de realimentação, o ganho de tensão em malha fechada ideal, o erro percentual e o ganho de tensão exato?

SEÇÃO 19–3 OUTRAS EQUAÇÕES PARA VCVS

19–5 Na Figura 19-16, o amp-op tem um R_{in} de 3 MΩ e um R_{CM} de 500 MΩ. Qual a impedância de entrada em malha fechada? Use um A_{VOL} de 200.000 para o amp-op.

Figura 19–16



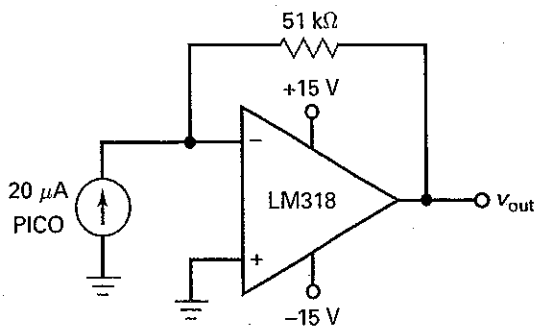
19–6 Qual a impedância de saída em malha fechada na Figura 19-16? Use um A_{VOL} de 75.000 e R_{out} de 50 Ω.

19–7 Suponha que o amplificador da Figura 19-16 tenha uma distorção harmônica total em malha aberta de 10%. Qual a distorção harmônica total em malha fechada?

SEÇÃO 19–4 AMPLIFICADOR ICVS

19–8 **MultiSim** Na Figura 19-17, a freqüência é 1 kHz. Qual a tensão de saída?

Figura 19–17



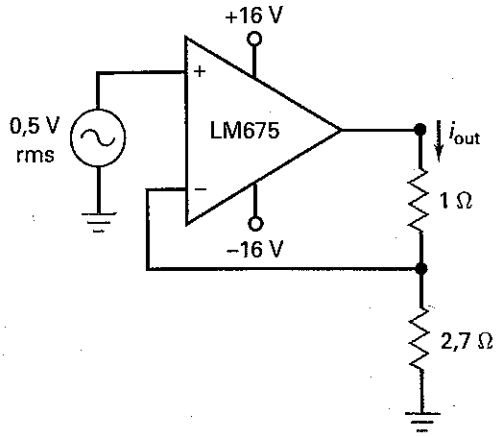
19-9 **MultiSim** Qual a tensão de saída na Figura 19-17 se o resistor de realimentação (51 kΩ) for substituído por um de 33 kΩ?

19-10 Na Figura 19-17, a corrente de entrada é alterada para 10,0 μA rms. Qual a tensão de saída de pico a pico?

SEÇÃO 19-5 AMPLIFICADOR VCIS

19-11 **MultiSim** Qual é a corrente de saída e a potência na carga na Figura 19-18?

Figura 19-18



19-12 Se o resistor de carga (1 Ω) for substituído por um de 3 Ω na Figura 19-18, qual a corrente de saída e a potência na carga?

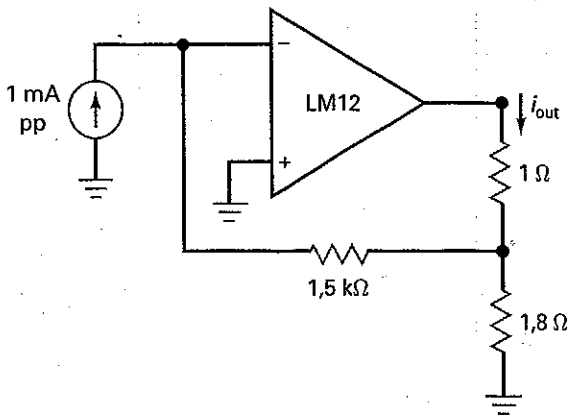
19-13 **MultiSim** Se o resistor de 2,7 Ω for substituído por um de 4,7 Ω na Figura 19-18, qual a corrente de saída e a potência na carga?

SEÇÃO 19-6 AMPLIFICADOR ICIS

19-14 **MultiSim** Qual o ganho de corrente e a potência na carga na Figura 19-19?

19-15 **MultiSim** Se o resistor de carga (1 Ω) for substituído por um de 2 Ω na Figura 19-19, qual a corrente de saída e a potência na carga?

Figura 19-19



19-16 Se o resistor de 1,8 Ω for substituído por um de 7,5 Ω na Figura 19-19, qual o ganho de corrente e a potência na carga?

SEÇÃO 19-7 LARGURA DE BANDA

19-17 Um amplificador VCVS usa um LM324 com $(1 + A_{VOL}B) = 1000$ e $f_{2(OL)} = 2$ Hz. Qual a largura de banda em malha fechada?

19-18 Se um amplificador VCVS usa um LM833 com $A_{VOL} = 316.000$ e $f_{2(OL)} = 4{,}5$ Hz, qual a largura de banda em malha fechada para $A_{v(CL)} = 75$?

19-19 Um amplificador ICVS usa um LM318 com $A_{VOL} = 20.000$ e $f_{2(OL)} = 750$ Hz. Qual a largura de banda em malha fechada?

19-20 Um amplificador ICIS usa um TL072 com $f_{2(OL)} = 120$ Hz. Se $(1 + A_{VOL}B) = 5000$, qual a largura de banda em malha fechada?

19-21 Um amplificador VCVS usa um LM741C com $f_{unitário} = 1$ MHz e $S_R = 0{,}5$ V/μs. Se $A_{v(CL)} = 10$, qual a largura de banda em malha fechada? Qual a maior tensão de pico de saída sem distorção em $f_{2(CL)}$?

Raciocínio Crítico

19-22 A Figura 19-20 é um conversor corrente-tensão que pode ser usado para medir corrente. Qual a leitura no voltímetro quando a corrente de entrada for de 4 μA?

19-23 Qual a tensão de saída na Figura 19-21?

19-24 Na Figura 19-22, qual o ganho de tensão do amplificador para cada posição da chave?

19-25 Na Figura 19-22, qual a tensão de saída para cada posição da chave se a tensão de entrada for de 10 mV?

19-26 Um 741C com $A_{VOL} = 100.000$, $R_{in} = 2$ MΩ e $R_{out} = 75$ Ω é usado na Figura 19-22. Quais são as impedâncias de entrada e saída em malha fechada para cada posição da chave?

Figura 19-20

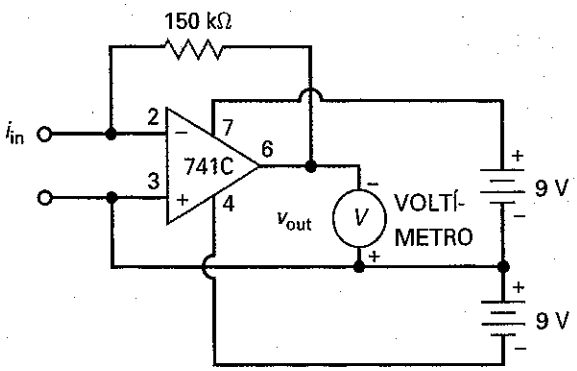


Figura 19–21

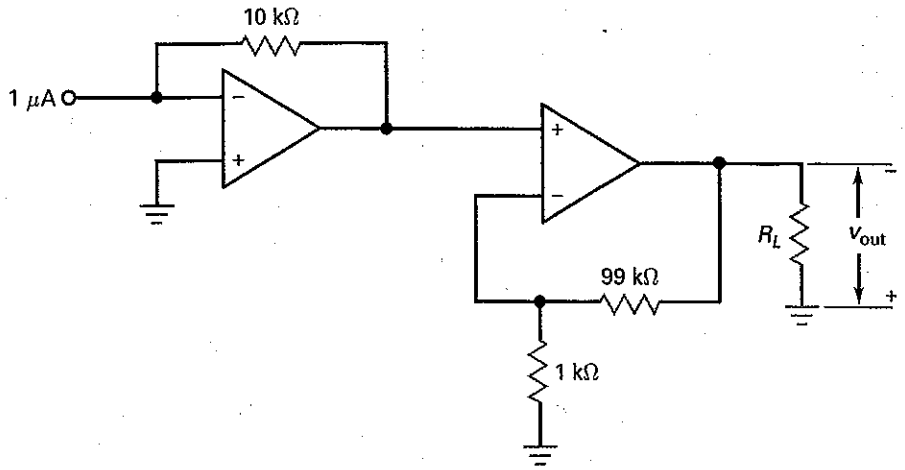
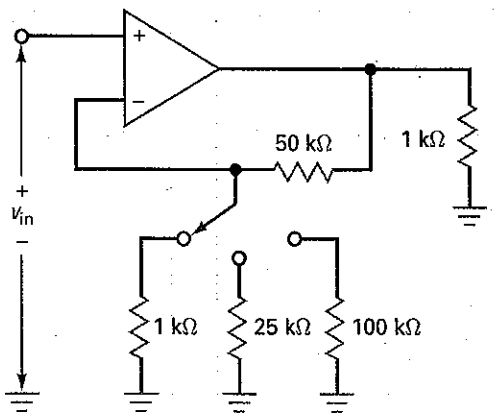


Figura 19–22



19–27 Um 741C com A_{VOL} = 100.000, $I_{in(bias)}$ = 80 nA, $I_{in(off)}$ = 20 nA, $V_{in(off)}$ = 1 mV e R_f = 100 kΩ é usado na Figura 19-22. Qual a tensão de *offset* de saída para cada posição da chave?

19–28 Qual a tensão de saída na Figura 19-23*a* para cada posição da chave?

19–29 O fotodiodo na Figura 19-23*b* produz uma corrente de 2 μA. Qual a tensão de saída?

19–30 Se o resistor desconhecido na Figura 19-23*c* tiver um valor de 3,3 kΩ, qual a tensão de saída?

19–31 Se a tensão de saída é 2 V na Figura 19-23*c*, qual o valor do resistor desconhecido?

19–32 O resistor de realimentação na Figura 19-24 tem uma resistência que é controlada por ondas sonoras. Se a resistência de realimentação variar de forma senoidal entre 9 kΩ e 11 kΩ, qual a tensão de saída?

19–33 A temperatura controla a resistência de realimentação na Figura 19-24. Se a resistência de realimentação variar de 1 kΩ a 10 kΩ, qual a faixa da tensão de saída?

19–34 A Figura 19-25 mostra um voltímetro cc sensível que usa um amp-op BIFET. Considere que a tensão de saída tenha sido cancelada com o ajuste de zero. Qual a tensão de entrada que produz uma deflexão de fundo de escala para cada posição da chave?

Figura 19–23

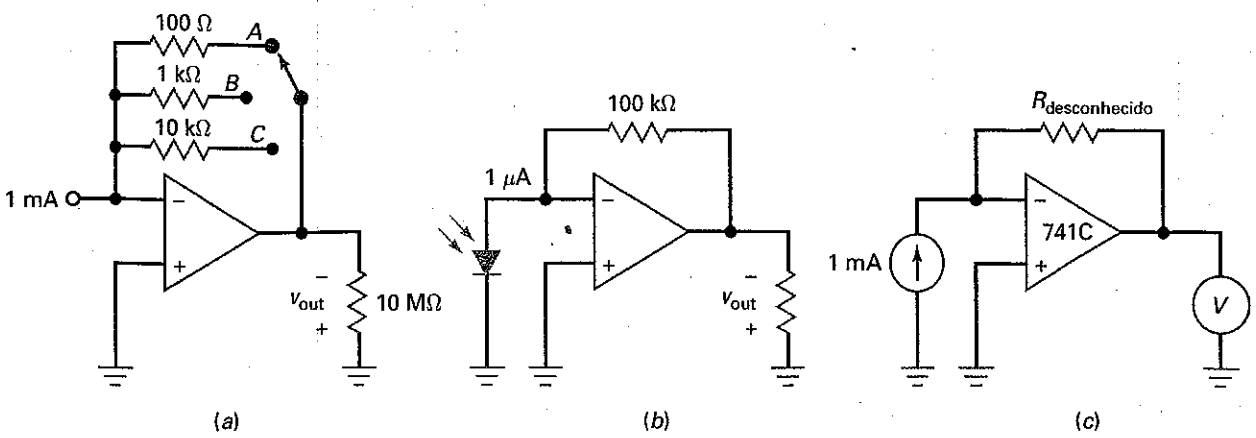


Figura 19–24

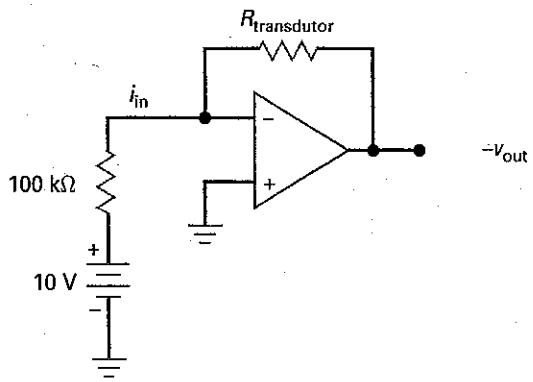
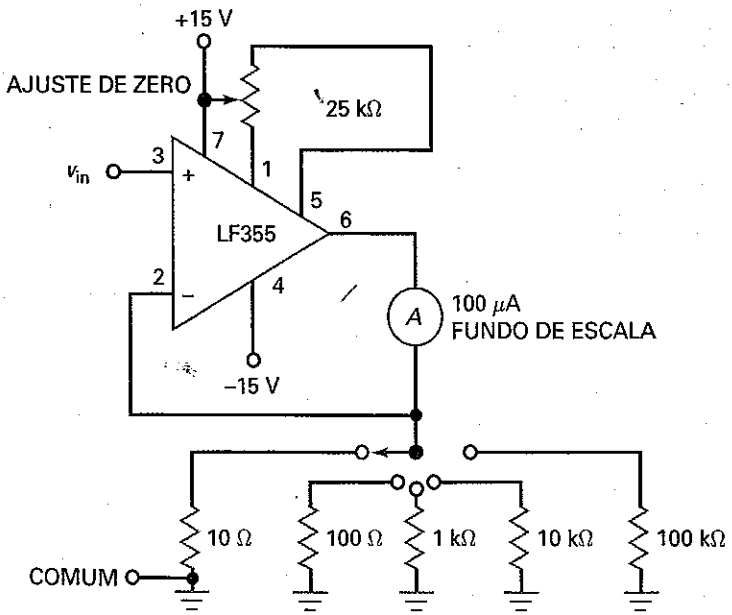


Figura 19–25



Verificação de Defeito

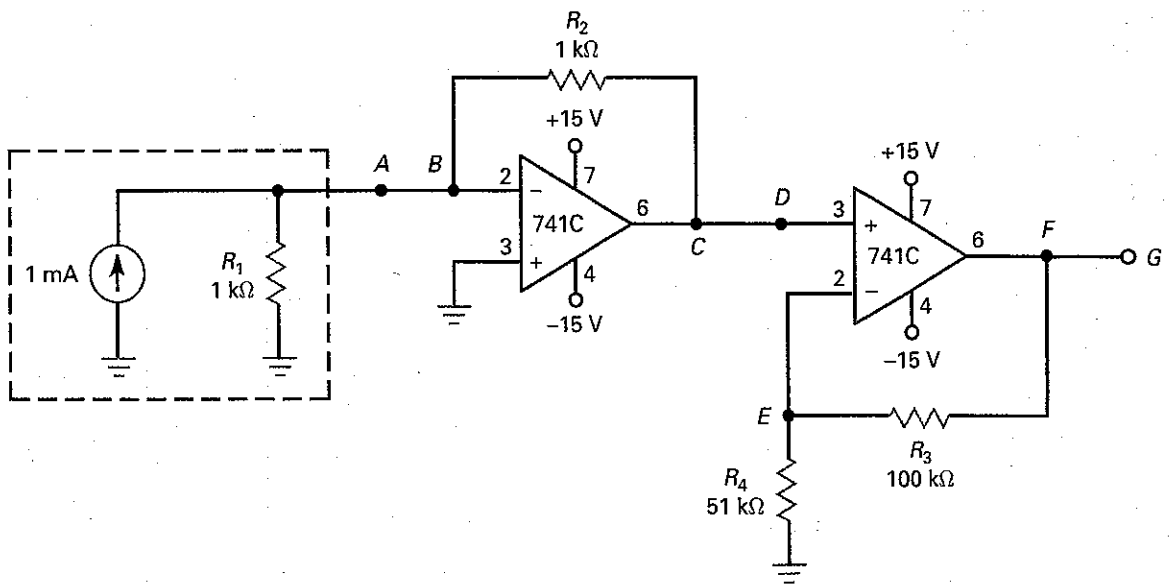
MultiSim Use a Figura 19-26 para os problemas restantes. Qualquer resistor de R_2 a R_4 pode estar aberto ou em curto-circuito. Além disso, as conexões *AB*, *CD* ou *FG* podem estar abertas.

19–35 Determine os defeitos de 1 a 3.

19–36 Determine os defeitos de 4 a 6.

19–37 Determine os defeitos de 7 a 9.

Figura 19–26



(*a*)

Verificação de Defeitos

Defeito	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G	R_4
OK	0	0	–1	–1	–1	–3	–3	OK
*T*1	0	0	–1	0	0	0	0	OK
*T*2	0	0	0	0	0	0	0	OK
*T*3	0	0	–1	–1	0	–13,5	–13,5	0
*T*4	0	0	–13,5	–13,5	–4,5	–13,5	–13,5	OK
*T*5	0	0	–1	–1	–1	–3	0	OK
*T*6	0	0	–1	–1	0	–13,5	–13,5	OK
*T*7	+1	-4,5	0	0	0	0	0	OK
*T*8	0	0	–1	–1	–1	–1	–1	OK
*T*9	0	0	–1	–1	–1	–1	–1	∞

(*b*)

Questões de Entrevista

1. Desenhe o circuito equivalente para a realimentação negativa VCVS.
2. Desenhe o circuito equivalente para realimentação negativa ICVS.
3. Qual a diferença entre a largura de banda em malha fechada e a largura de banda de grandes sinais?
4. Quais são os quatro tipos de realimentação negativa? Descreva brevemente como cada circuito funciona.
5. Qual efeito tem a realimentação negativa na largura de banda de um amplificador?
6. A freqüência de corte em malha fechada é maior ou menor que a freqüência para malha aberta?
7. Por que muitos circuitos usam realimentação negativa?
8. Qual o efeito que a realimentação positiva tem sobre um amplificador?
9. O que é atenuação de realimentação (também denominado *fator de atenuação de realimentação*)?
10. O que é realimentação negativa e por que ela é usada?
11. Por que usaríamos uma realimentação negativa em um estágio amplificador se isso reduz o ganho de tensão total?
12. Que tipo de amplificadores são TJB e FET?

Respostas – Atividades para o Estudante

1. b
2. d
3. a
4. a
5. a
6. c
7. b
8. b
9. b
10. b
11. d
12. b
13. b
14. b
15. b
16. d
17. c
18. b
19. c
20. b
21. c
22. d
23. d
24. b
25. a
26. b
27. d
28. a

Respostas dos Problemas Práticos

19-1 $B = 0{,}020$; $A_{v(ideal)} = 50$; % erro = 0,05%; $A_{v(exato)} = 49{,}975$

19-2 $z_{in(CL)} = 191\ M\Omega$

19-3 $z_{out(CL)} = 0{,}015\ \Omega$

19-4 $THD_{(CL)} = 0{,}004\%$

19-5 $v_{out} = 2\ V_{pp}$

19-6 $z_{in(CL)} = 0{,}025\ \Omega$; $z_{out(CL)} = 0{,}000375\ \Omega$

19-7 $i_{out} = 3$ A rms; $P_L = 18$ W

19-8 $i_{out} = 2$ A rms; $P_L = 4$ W

19-9 $f_{2(CL)} = 100$ kHz

19-10 $f_{2(CL)} = 8$ kHz

19-11 $f_{2(CL)} = 10$ Hz

19-12 $f_{2(CL)} = 125$ kHz

19-13 $f_{2(CL)} = 10$ kHz; $V_{p(máx)} = 7{,}96$ Hz

capítulo 20

Circuitos Lineares com Amp-Op

A saída de um **circuito amp-op linear** tem a mesma forma que o sinal de entrada. Se a entrada for senoidal, a saída será senoidal. Em nenhum momento durante o ciclo o amp-op atinge a saturação. Este capítulo discute uma variedade de circuitos amp-op lineares incluindo amplificadores inversores, amplificadores não-inversores, amplificadores diferenciais, amplificadores de instrumentação, reforçadores (*boosters*) de corrente, fontes de correntes controladas e circuitos de controle automático de ganho.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Descrever várias aplicações para amplificadores inversores.
- Descrever várias aplicações para amplificadores não-inversores.
- Calcular o ganho de tensão de amplificadores inversores e não-inversores.
- Explicar a operação e as características dos amplificadores diferenciais e de instrumentação.
- Calcular a tensão de saída de conversores binários D/A ponderado e R/2R.
- Discutir reforçadores (*boosters*) de corrente e fontes de corrente controladas por tensão.
- Desenhar um circuito mostrando como um amp-op pode operar usando uma fonte de alimentação simples.

Resumo do Capítulo

20-1 Circuitos Amplificadores Inversores

20-2 Circuitos Amplificadores Não-Inversores

20-3 Circuitos Inversores/Não-Inversores

20-4 Amplificadores Diferenciais

20-5 Amplificadores de Instrumentação

20-6 Circuitos Amplificadores Somadores

20-7 Reforçadores (*Boosters*) de Corrente

20-8 Fontes de Corrente Controladas por Tensão

20-9 Controle Automático de Ganho

20-10 Operação com Fonte Simples

Vocabulário

amplificador de instrumentação
amplificador diferencial
amp-op trilho a trilho
blindagem do sinal
buffer
carga flutuante
circuito amp-op linear
circuito silenciador
controle automático de ganho (AGC)
conversor digital-analógico (D/A) gerador de média
conversor D/A tipo escada R/2R
ganho de tensão diferencial
laser *trimming*
referência de tensão
reforçador (*booster*) de corrente
tensão de entrada diferencial
termistor
transdutor de entrada
transdutor de saída
trocador de sinal

20-1 Circuitos Amplificadores Inversores

Neste capítulo e nos seguintes, discutiremos muitos tipos de circuitos diferentes com amp-op. Em vez de apresentarmos um resumo de todos os circuitos reunidos, colocamos pequenas caixas de texto contendo as fórmulas importantes para a compreensão do circuito. Além disso, onde for necessário, o resistor de realimentação, *Rf*, será identificado como *R*, R_2 ou outra identificação.

O amplificador inversor é um dos circuitos mais básicos. Nos Capítulos 18 e 19 discutimos a arquitetura desse amplificador. Uma vantagem desse amplificador é que seu ganho de tensão é igual à razão entre a resistência de realimentação e a resistência de entrada. Vamos analisar algumas aplicações.

Ponta de Prova de Alta Impedância

A Figura 20-1 mostra uma ponta de prova de alta impedância que pode ser usada com um multímetro digital (DMM). Devido ao terra virtual no primeiro estágio, a ponta de prova tem uma impedância de entrada de 100 MΩ em baixas freqüências. O primeiro estágio é um amplificador inversor com um ganho de tensão de 0,1. O segundo estágio é um amplificador inversor com um ganho de tensão de 1 ou 10.

O circuito da Figura 20-1 nos fornece a idéia básica de uma ponta de prova 10:1. Ele tem uma impedância de entrada muito alta e um ganho de tensão total de 0,1 ou 1. Na posição X10 da chave, o sinal de saída é atenuado por um fator de 10. Na posição X1, não há atenuação no sinal de saída. O circuito básico mostrado pode ser melhorado acrescentando-se mais componentes para melhorar a largura de banda.

Amplificador com Acoplamento CA

Em algumas aplicações, não necessitamos de uma resposta que se estenda desde a freqüência zero porque apenas sinais ca acionam a entrada. A Figura 20-2 mostra um amplificador com acoplamento ca e suas equações. O ganho de tensão é mostrado como:

$$A_v = \frac{-R_f}{R_1}$$

Para os valores dados na Figura 20-2, o ganho de tensão em malha fechada é:

$$A_v = \frac{-100\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega} = -10$$

Figura 20-1 Ponta de prova de alta impedância.

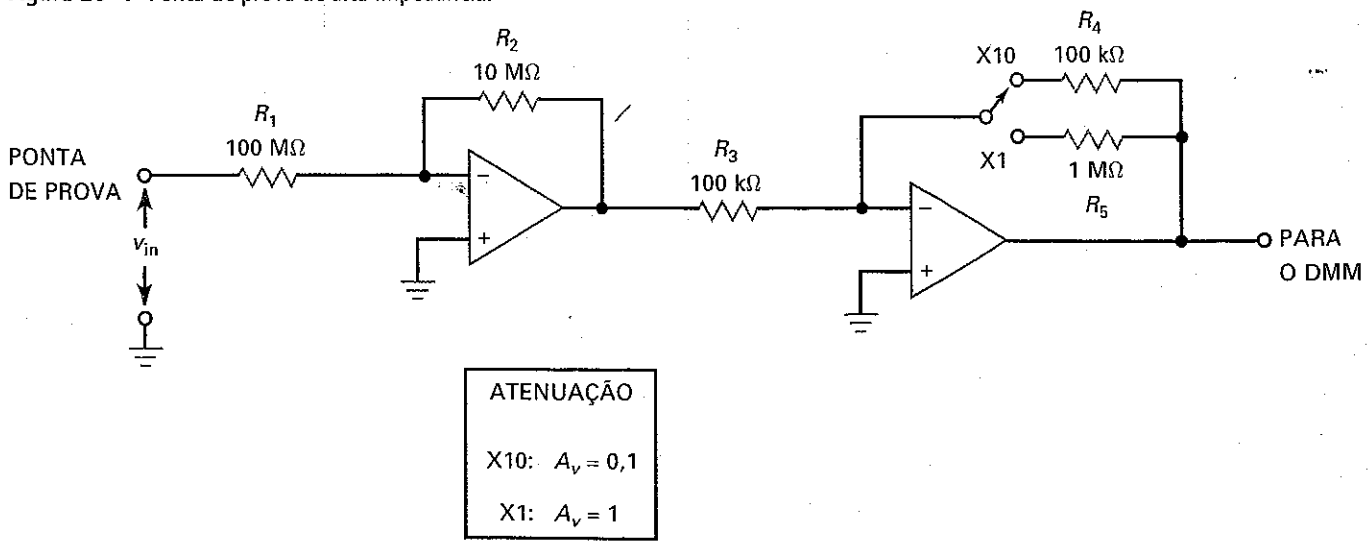
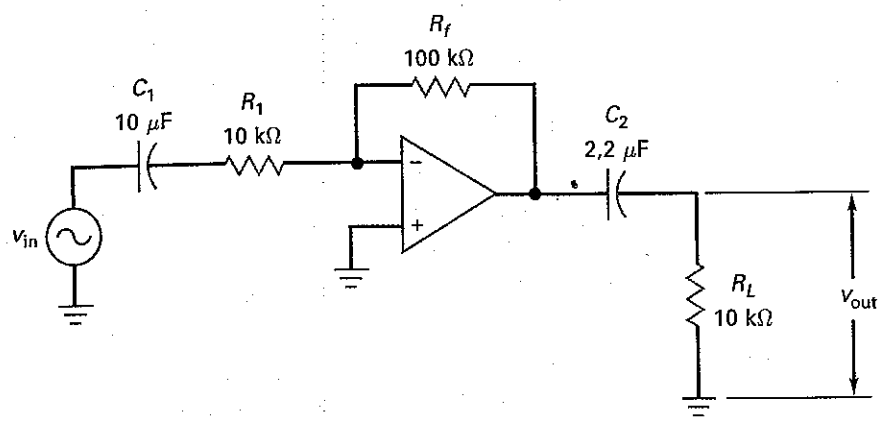


Figura 20–2 Amplificador inversor com acoplamento *ca*.



$$A_v = \frac{-R_f}{R_1}$$

$$f_2 = \frac{f_{unitário}}{R_f/R_1 + 1}$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_L C_2}$$

Se a $f_{unitário}$ for 1 MHz, a largura de banda é:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\text{MHz}}{10+1} = 90{,}0\text{kHz}$$

O capacitor C_1 de acoplamento de entrada e o resistor R_1 produzem uma freqüência de corte inferior de f_{c1}. Para os valores mostrados:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(10\text{k}\Omega)(10\mu\text{F})} = 1{,}59\text{Hz}$$

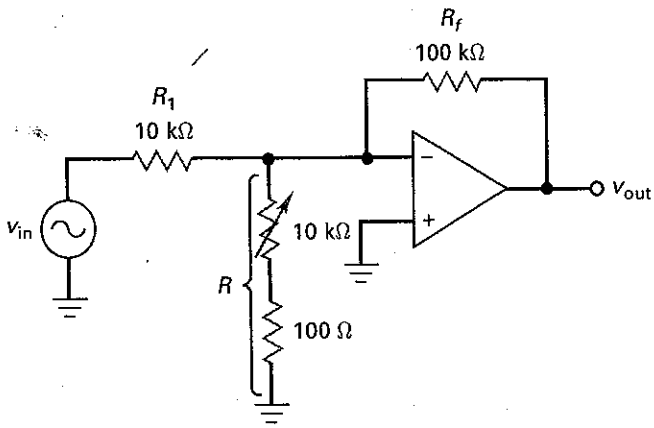
De forma similar, o capacitor C_2 de acoplamento de saída e a resistência de carga R_L produzem a freqüência de corte f_{c2}:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10\text{k}\Omega)(2{,}2\mu\text{F})} = 7{,}23\text{HZ}$$

Circuito com Largura de Banda Ajustável

Algumas vezes queremos alterar a largura de banda em malha fechada de um amplificador de tensão inversor sem alterar o ganho de tensão em malha fechada. A Figura 20-3 mostra uma forma de fazer isso. Quando R é variável, a largura de banda pode ser alterada mas o ganho de tensão permanece constante.

Figura 20–3 Circuito de largura de banda ajustável.



$$A_v = \frac{-R_f}{R_1}$$

$$f_2 = Bf_{unitário}$$

$$B = \frac{R_1 \| R}{R_1 \| R + R_f}$$

Usando as equações e os valores dados na Figura 20-3, o ganho de tensão em malha fechada é

$$A_v = \frac{-100\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega} = -10$$

A fração de realimentação mínima é:

$$B_{\text{mín}} \cong \frac{10\text{k}\Omega \| 100\Omega}{100\text{k}\Omega} \cong 0{,}001$$

A fração de realimentação máxima é:

$$B_{\text{máx}} \cong \frac{10\text{k}\Omega \| 10{,}1\,\text{k}\Omega}{100\text{k}\Omega} \cong 0{,}0$$

Se $f_{\text{unitário}}$ = 1 MHz, as larguras de banda mínima e máxima são:

$$f_{2(CL)\text{mín}} = (0{,}001)(1\text{MHz}) = 1\,\text{kHz}$$

$$f_{2(CL)\text{máx}} = (0{,}05)(1\text{MHz}) = 50\,\text{kHz}$$

Em resumo, quando R varia de 100 Ω a 10 kΩ, o ganho de tensão permanece constante mas a largura de banda varia de 1 a 50 kHz.

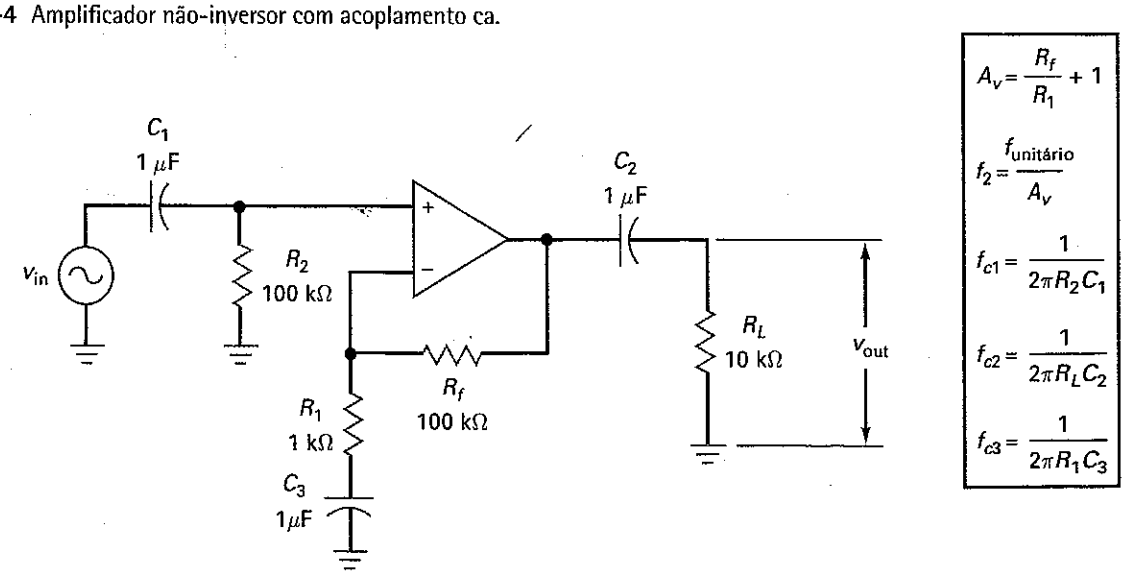
20-2 Circuitos Amplificadores Não-Inversores

O amplificador não-inversor é outro circuito básico com amp-op. Suas vantagens incluem ganho de tensão estável, impedância de entrada alta e impedância de saída baixa. A seguir apresentamos algumas aplicações.

Amplificador com Acoplamento *CA*

A Figura 20-4 mostra um amplificador não-inversor com acoplamento *ca* e suas equações para a análise. C_1 e C_2 são capacitores de acoplamento. C_3 é um capacitor de desvio. Usando um capacitor de desvio temos a vantagem de minimizar a tensão de *offset* de saída. Eis o motivo: Na banda média do amplificador, o capacitor de desvio tem uma impedância muito baixa. Portanto, o terminal inferior de R_1 está no terra ca. Na banda média, a fração de realimentação é:

Figura 20-4 Amplificador não-inversor com acoplamento ca.



$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \tag{20-1}$$

Nesse caso, o circuito amplifica a tensão de entrada conforme descrito anteriormente.

Quando a freqüência é zero, o capacitor de desvio C_3 é um circuito aberto sendo que a fração de realimentação B aumenta para o valor unitário porque:

$$B = \frac{\infty}{\infty + 1} = 1$$

Essa equação é válida se definirmos ∞ como um valor extremamente grande, que é o valor da impedância na freqüência zero. Com B igual a 1, o ganho de tensão em malha fechada é unitário. Isso reduz a tensão de *offset* de saída para um mínimo.

Com os valores dados na Figura 20-4, podemos calcular o ganho de tensão na banda média da seguinte forma:

$$A_v = \frac{100\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega} + 1 = 101$$

Se $f_{\text{unitário}}$ for 15 MHz, a largura de banda é:

$$f_{2(CL)} = \frac{15\text{MHz}}{101} = 149\text{KHz}$$

O capacitor de acoplamento de entrada produz uma freqüência de corte de:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(100\text{k}\Omega)(1\,\mu\text{F})} = 1{,}59\text{Hz}$$

De forma similar, o capacitor de acoplamento de saída, C_2 e a resistência de carga R_L produzem uma freqüência de corte f_{c2}:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10\text{k}\Omega)(1\,\mu\text{F})} = 15{,}9\text{Hz}$$

O capacitor de desvio produz uma freqüência de corte de:

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi(1\text{k}\Omega)(1\,\mu\text{F})} = 159\text{Hz}$$

Amplificador para Distribuição de Áudio

A Figura 20-5 mostra um amplificador não-inversor com acoplamento ca acionando três seguidores de tensão. Essa é uma forma de distribuir um sinal de áudio para diferentes saídas. O ganho de tensão em malha fechada e a largura de banda do primeiro estágio são dados pelas equações familiares mostradas na Figura 20-5. Para os valores mostrados, o ganho de tensão em malha fechada é 40. Se $f_{\text{unitário}}$ for 1 MHz, a largura de banda em malha fechada é 25 kHz.

A propósito, é conveniente usar um amp-op como o LM348 em um circuito como o da Figura 20-5 porque o LM348 é uma 741 quádruplo — 4 741s em um encapsulamento de 14 pinos. Um dos amp-ops pode ser o primeiro estágio e os outros pode ser os seguidores de tensão.

Ganho de Tensão Chaveado com JFET

Algumas aplicações requerem uma mudança no ganho de tensão em malha fechada. A Figura 20-6 mostra um amplificador não-inversor cujo ganho de tensão é controlado por um JFET que atua como uma chave. A tensão de entrada para o JFET é uma tensão de dois estados, zero ou $V_{GS(\text{off})}$ (*gate-source cutoff voltage* — tensão de corte porta-fonte). Quando a tensão de controle é baixa, ela é igual a $V_{GS(\text{off})}$ estando o JFET como um circuito aberto.

Figura 20–5 Amplificador de distribuição.

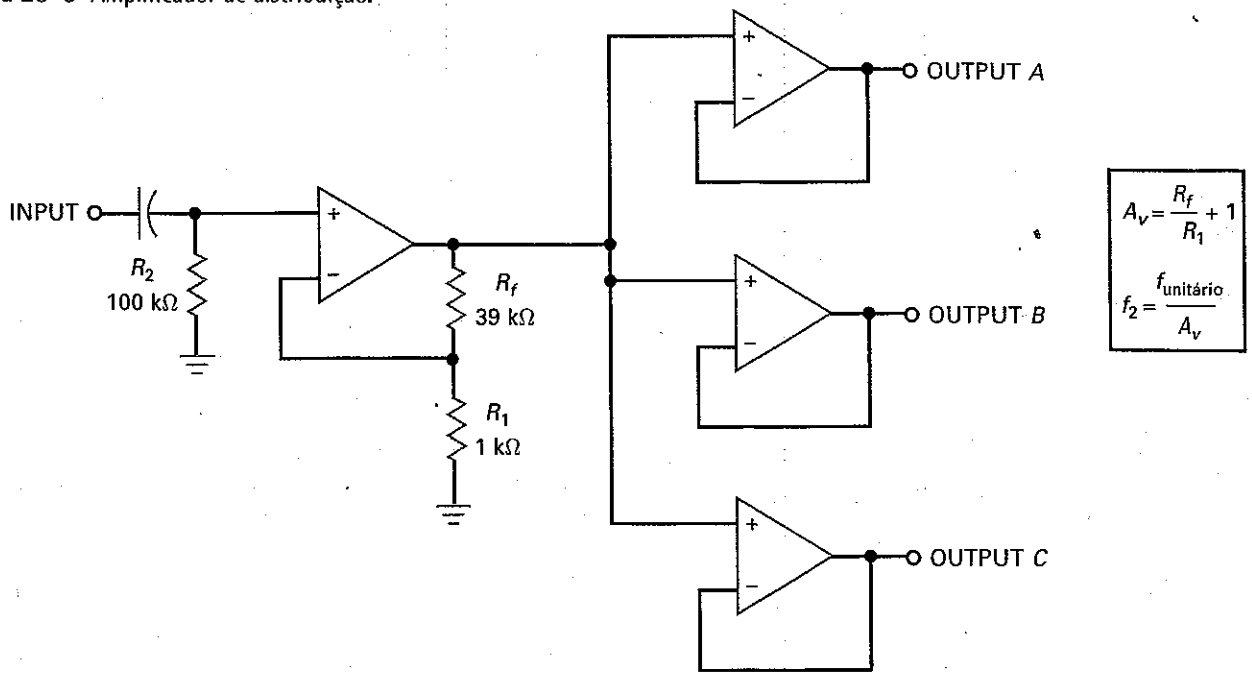
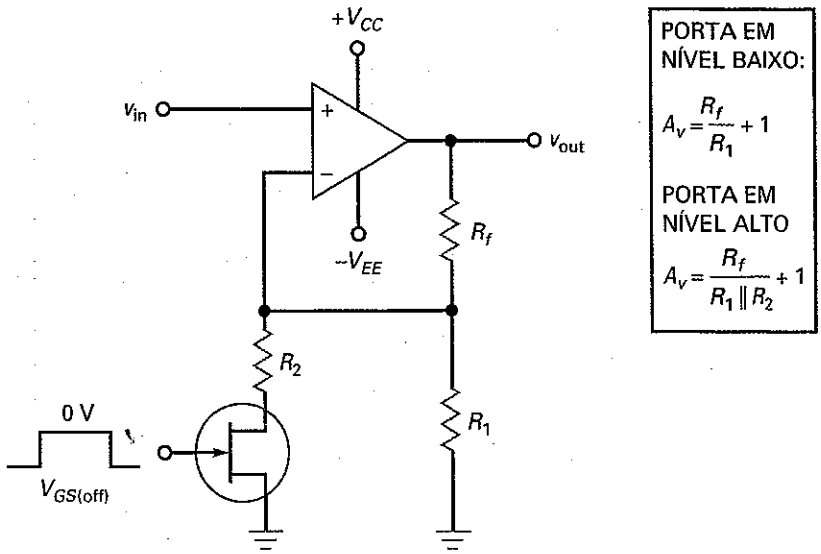


Figura 20–6 Chave JFET controlando ganho de tensão.



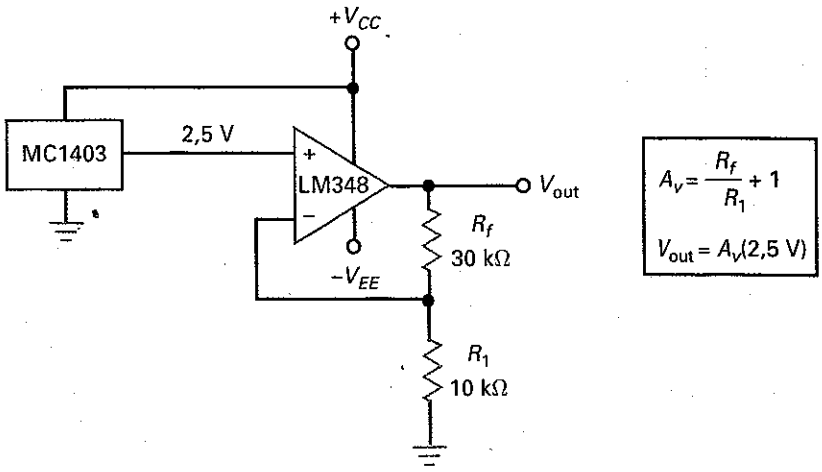
Nesse caso, R_2 é desconectado de GND e o ganho de tensão é dado pela equação usual para um amplificador não-inversor (a equação superior na Figura 20-6).

Quando a tensão de controle for nível alto, ela será igual a 0 V e a chave JFET é fechada. Isso coloca R_2 em paralelo com R_1 e o ganho de tensão em malha fechada diminui para:

$$A_v = \frac{R_f}{R_1 \| R_2} + 1 \tag{20-2}$$

Na maioria dos projetos, R_2 é escolhido para ser muito maior que $r_{ds(on)}$ para evitar que a resistência do JFET afete o ganho de tensão em malha fechada. Algumas vezes, podemos encontrar alguns resistores e chaves JFET em paralelo com R_1 para proporcionar uma seleção de diferentes ganhos de tensão.

Figura 20–7 Referência de tensão.



Referência de Tensão

O MC1403 é um CI de função especial denominado de **referência de tensão**, um circuito que produz uma tensão de saída estável e extremamente precisa. Para qualquer tensão de alimentação positiva entre 4,5 e 40 V, ele produz uma tensão de saída de 2,5 V com uma tolerância de ±1%. O coeficiente de temperatura é de apenas 10 ppm/°C. A abreviação *ppm* significa "parte por milhão" (1 ppm equivale a 0,0001%). Portanto, 10 ppm/°C produz uma variação de apenas 2,5 mV para uma variação de 100°C na temperatura (10 × 0,0001% × 100 × 2,55V). O ponto em questão é que a tensão de saída é ultra-sensível e igual a 2,5 V ao longo de uma grande variação de temperatura.

O único problema é que 2,5 V pode ser uma referência de tensão muito baixa para muitas aplicações. Por exemplo, suponha que queremos uma tensão de referência de 10 V. Então, uma solução é usar um MC1403 e um amplificador não-inversor como mostra a Figura 20-7. Com os valores de circuito mostrados, o ganho de tensão é:

$$A_v = \frac{30\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega} + 1 = 4$$

e a tensão de saída é:

$$V_{out} = 4(2{,}5\text{V}) = 10\text{V}$$

Devido ao ganho de tensão em malha fechada do amplificador não-inversor ser apenas 4, a tensão de saída será uma referência de tensão estável de 10 V.

Exemplo 20–1

Uma aplicação para a Figura 20-6 é um **circuito silenciador**. Esse tipo de circuito é usado em receptores de comunicação para reduzir a fadiga do ouvinte por ter um ganho de tensão baixo quando nenhum sinal é recebido. Dessa forma, o usuário não tem de ouvir estática quando não há sinal de comunicação. Quando chega um sinal, o ganho de tensão é comutado para um valor mais alto.

Se R_1 = 100 kΩ, R_f = 100 kΩ e R_2 = 1 kΩ na Figura 20-6, qual o ganho de tensão quando o JFET está ligado (*on*)? Qual o ganho de tensão quando o JFET está desligado (*off*)? Explique como o circuito pode ser usado como parte de um circuito silenciador.

SOLUÇÃO Usando as equações dadas na Figura 20-6, o ganho de tensão máximo é:

$$A_v = \frac{100\,\text{k}\Omega}{100\,\text{k}\Omega \| 1\,\text{k}\Omega} + 1 = 102$$

O ganho de tensão mínimo é:

$$A_v = \frac{100\,\text{k}\Omega}{100\,\text{k}\Omega} + 1 = 2$$

Quando um sinal de comunicação é recebido, podemos usar um detector de pico e outros circuitos para produzir uma tensão de porta de nível ALTO para o JFET na Figura 20-6. Isso produz o ganho de tensão máximo enquanto o sinal é recebido. Por outro lado, quando nenhum sinal é recebido, a saída do detector de pico é nível BAIXO e o JFET está em corte, produzindo o ganho de tensão mínimo.

20-3 Circuitos Inversores/Não-Inversores

Nesta seção, discutimos circuitos nos quais os sinais de entrada acionam simultaneamente as duas entradas do amp-op. Quando um sinal de entrada aciona as duas entradas, temos a amplificação inversora e não-inversora ao mesmo tempo. Isso produz resultados interessantes porque a saída é a superposição de dois sinais amplificados.

O ganho de tensão total com um sinal de entrada acionando as duas entradas do amp-op é igual ao ganho de tensão do canal inversor ($A_{v(\text{inv})}$) mais o ganho de tensão do canal não-inversor ($A_{v(non)}$):

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})} \tag{20-3}$$

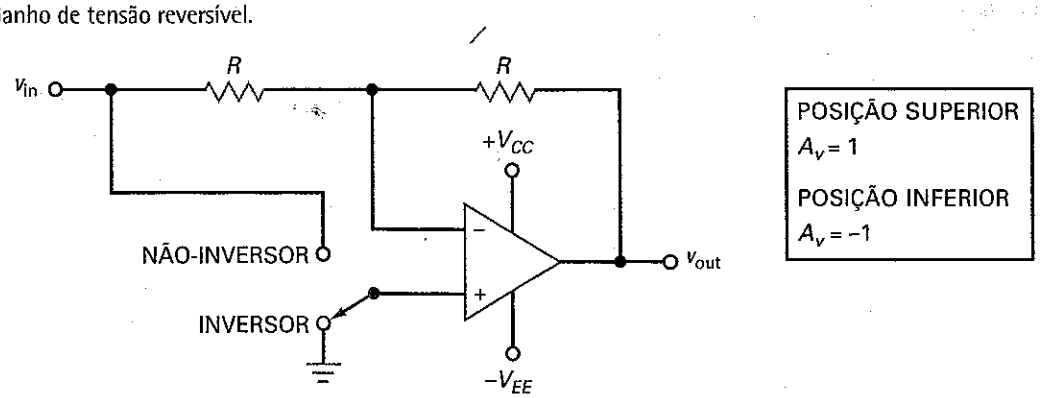
Usaremos essas equações para analisar os circuitos dessa seção.

Inversor/Não-Inversor Comutável

A Figura 20-8 mostra um amp-op que pode funcionar como inversor ou não-inversor. Com a chave na posição inferior, a entrada não-inversora é aterrada e o circuito é um amplificador inversor. Como as resistências de realimentação e de entrada são iguais, o amplificador inversor tem um ganho de tensão em malha fechada de:

$$A_v = \frac{-R}{R} = -1$$

Figura 20–8 Ganho de tensão reversível.



Quando a chave é comutada para a posição superior, o sinal de entrada aciona simultaneamente as entradas inversora e não-inversora. O ganho de tensão do canal inversor ainda é:

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

O ganho de tensão do canal não-inversor é:

$$A_{v(\text{non})} = \frac{R}{R} + 1 = 2$$

O ganho de tensão total é a superposição ou a soma algébrica dos dois ganhos:

$$A_v = A_{v(\text{inv})} - A_{v(\text{non})} = -1 + 2 = 1$$

Esse circuito é um inversor/não-inversor comutável. Ele tem um ganho de tensão de 1 ou –1, dependendo da posição da chave. Em outras palavras, o circuito produz uma tensão de saída com a mesma amplitude que a tensão de entrada, porém a fase pode ser comutada entre 0° e –180°.

Inversor Comutável Controlado com JFET

A Figura 20-9 é uma modificação da Figura 20-8. O JFET atua como uma resistência r_{ds} controlada por tensão, discutida na Seção 13-9. O JFET tem uma resistência que é muito baixa ou muito alta, dependendo da tensão na porta.

Quando a tensão na porta for nível baixo, ela é igual a $V_{GS(off)}$ e o JFET é um circuito aberto. Portanto, o sinal de entrada aciona as duas entradas. Nesse caso:

$$A_{v(\text{non})} = 2$$

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

e

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})} = 1$$

O circuito atua como um amplificador de tensão não-inversor com um ganho de tensão em malha fechada de 1.

Quando a tensão na porta for nível alto, ela é igual a 0 V e o JFET tem uma resistência muito baixa. Portanto, a entrada não-inversora é aproximadamente aterrada. Nesse caso, o circuito atua como um amplificador de tensão inversor com um ganho de tensão em malha fechada de –1. Para uma operação adequada, R deve ser pelo menos 100 vezes maior que a resistência r_{ds} do JFET.

Em resumo, o circuito tem um ganho de tensão que pode ser 1 ou –1, dependendo se a tensão de controle do JFET é nível baixo ou nível alto.

Figura 20–9 Ganho reversível controlado – JFET.

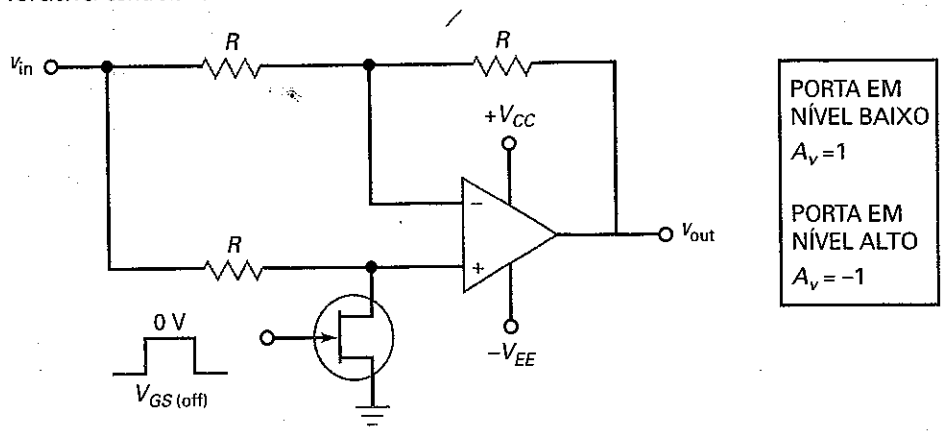
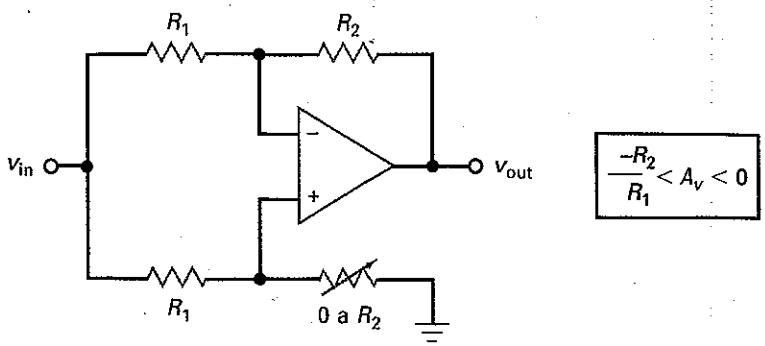


Figura 20–10 Inversor com ganho ajustável.



Inversor com Ganho Ajustável

Quando o resistor variável na Figura 20-10 for zero, a entrada não-inversora é aterrada e o circuito se torna um amplificador inversor com um ganho de tensão de $-R_2/R_1$. Quando o resistor variável é aumentado para R_2, tensões iguais acionam as entradas não-inversora e inversora do amp-op (entrada em modo comum). Por causa da rejeição em modo comum, a tensão de saída é aproximadamente zero. Portanto, o circuito da Figura 20-10 tem um ganho de tensão que é continuamente variável de $-R_2/R_1$ a 0.

Trocador de Sinal

O circuito da Figura 20-11 é denominado de **trocador de sinal**, um circuito bastante incomum, pois o seu ganho pode variar de –1 a 1. Eis a teoria de operação dele: Quando o cursor estiver todo para a direita, a entrada não-inversora estará aterrada e o circuito terá um ganho de tensão de:

$$A_v = -1$$

Quando o cursor estiver todo para a esquerda, o sinal de entrada aciona a entrada não-inversora bem como a entrada inversora. Nesse caso, o ganho de tensão total é a superposição dos ganhos de tensão inversor e não-inversor:

$$A_{v(non)} = 2$$

$$A_{v(inv)} = -1$$

$$A_v = A_{v(inv)} + A_{v(non)} = 1$$

Em resumo, quando o cursor se move da direita para a esquerda, o ganho de tensão muda continuamente de –1 para 1. No ponto de cruzamento (cursor no centro), um sinal de modo comum aciona o amp-op e a saída é idealmente zero.

Figura 20–11 Ganho de ±1 ajustável e reversível.

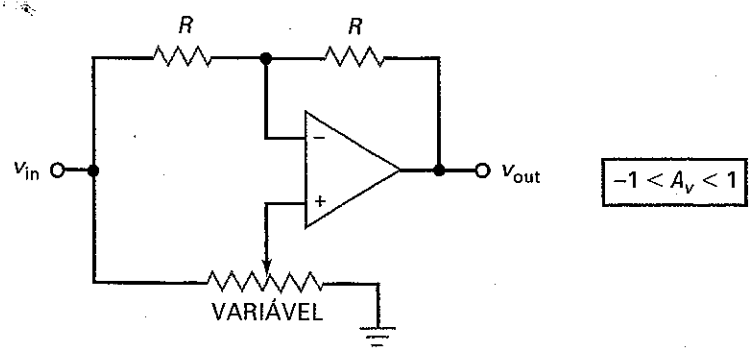
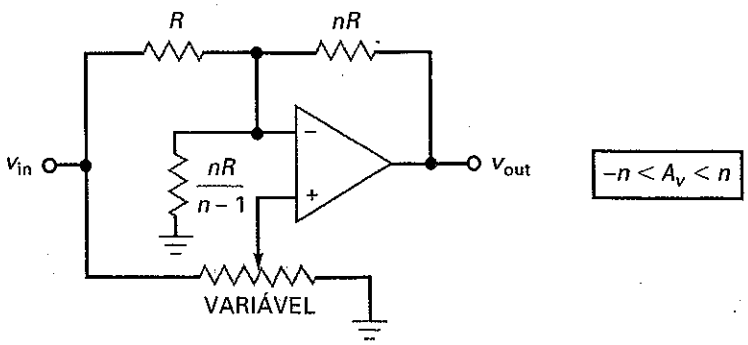


Figura 20–12 Ganho de ± *n* ajustável e reversível.



Ganho Ajustável e Reversível

A Figura 20-12 mostra um outro circuito incomum. Ele nos permite ajustar o ganho de tensão entre $-n$ e n. A teoria de operação é similar a do trocador de sinal. Quando o cursor estiver todo para a direita, a entrada não-inversora será aterrada e o circuito se tornará um amplificador inversor com um ganho de tensão em malha fechada de:

$$A_v = \frac{-nR}{R} = -n$$

Quando o cursor estiver todo para a esquerda, pode-se mostrar que:

$$A_{v(\text{inv})} = -n$$
$$A_{v(\text{non})} = 2n$$
$$A_v = A_{v(\text{non})} + A_{v(\text{inv})} = n$$

Esses resultados podem ser deduzidos aplicando-se o teorema de Thévenin ao circuito e simplificando com o uso da álgebra.

Circuitos como os das Figuras 20-11 e 20-12 são incomuns porque eles não têm uma contrapartida discreta simples. Eles são bons exemplos de circuitos que seriam difíceis de implementar com componentes discretos mas são fáceis de serem construídos com amp-ops.

Deslocador de Fase

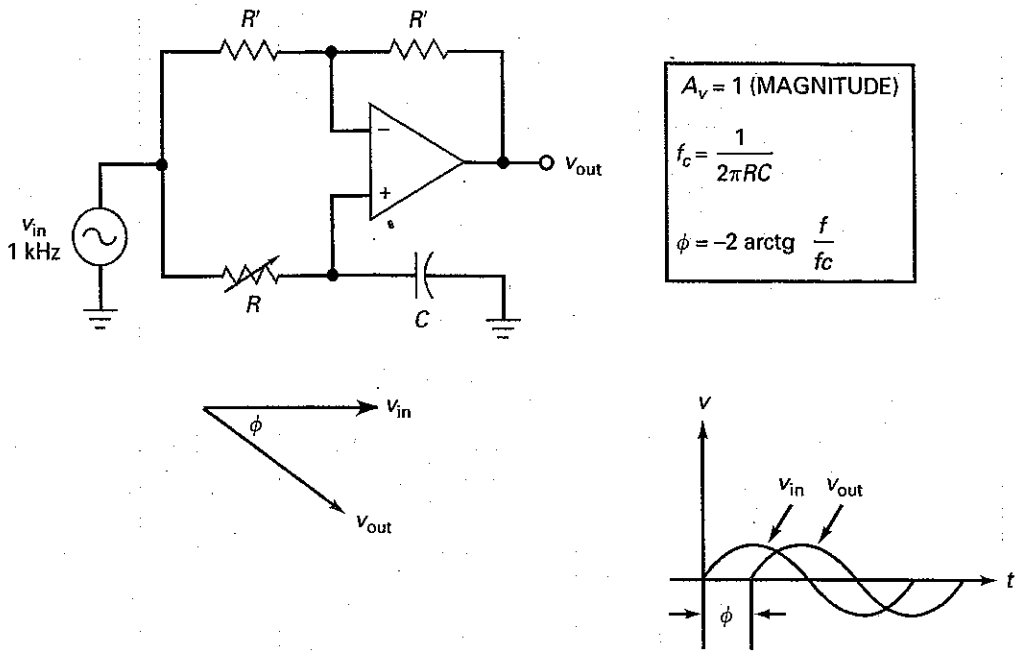
A Figura 20-13 mostra um circuito que pode idealmente produzir um deslocamento de fase de 0° a –180°. O canal não-inversor tem um circuito de atraso *RC* e o canal inversor tem dois resistores iguais com um valor de R'. Portanto, o ganho de tensão de um canal inversor é sempre unitário. Mas o ganho de tensão de um canal não-inversor depende da freqüência de corte do circuito de atraso *RC*.

Quando a freqüência de entrada for muito menor que a freqüência de corte ($f << f_c$), o capacitor aparece como um circuito aberto e:

$$A_{v(\text{non})} = 2$$
$$A_{v(\text{inv})} = -1$$
$$A_v = A_{v(\text{non})} + A_{v(\text{inv})} = 1$$

Isso significa que o sinal de saída tem a mesma magnitude que o sinal de entrada e o deslocamento de fase é 0°, bem abaixo da freqüência de corte do circuito de atraso.

Figura 20–13 Deslocador de fase.



Quando a freqüência de entrada for muito maior que a freqüência de corte ($f >> f_c$), o capacitor aparece em curto-circuito. Nesse caso, o canal não-inversor tem um ganho de tensão de zero. Portanto, o ganho total é igual ao ganho do canal inversor, que é –1, equivalente ao deslocamento de fase de –180°.

Para calcularmos o deslocamento de fase entre os dois extremos, precisamos calcular a freqüência de corte usando a equação dada na Figura 20-13. Por exemplo, se $C = 0{,}022\ \mu F$ e o resistor variável na Figura 20-13 é ajustado em 1 kΩ, a freqüência de corte é:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1\ k\Omega)(0{,}022\ \mu F)} = 7{,}23\ kHz$$

Com uma freqüência de fonte de 1 kHz, o deslocamento de fase é:

$$\phi = -2\ \text{arctg}\frac{1\ KHz}{7{,}23\ KHz} = -15{,}7°$$

Se o resistor variável for aumentado para 10 kΩ, a freqüência de corte diminuirá para 723 Hz e o deslocamento de fase aumentará para:

$$\phi = -2\ \text{arctg}\frac{1\ kHz}{723\ Hz} = -108°$$

Se o resistor variável for aumentado para 100 kΩ, a freqüência de corte diminuirá para 72,3 Hz e o deslocamento de fase aumentará para:

$$\phi = -2\,\text{arctg}\frac{1kHz}{72{,}3\,Hz} = -172°$$

Em resumo, o deslocador de fase produz uma tensão de saída com a mesma magnitude que a tensão de entrada, mas com um ângulo de fase que podemos variar continuamente entre 0° e –180°.

Exemplo 20–2

Quando precisarmos variar a amplitude de um sinal fora de fase, podemos usar um circuito como o da Figura 20-10. Se $R_1 = 1{,}2\ k\Omega$ e $R_2 = 91\ k\Omega$, quais os valores do ganho de tensão máximo e mínimo?

SOLUÇÃO Usando a equação dada na Figura 20-10, o ganho de tensão máximo é:

$$A_v = \frac{-91\ k\Omega}{1{,}2\ k\Omega} = -75{,}8$$

O ganho de tensão mínimo é zero.

PROBLEMA PRÁTICO 20–2 No Exemplo 20-2, qual deve ser o valor de R_2 para que o ganho máximo seja –50?

Exemplo 20–3

Se $R = 1{,}5\ k\Omega$ e $nR = 7{,}5\ k\Omega$ na Figura 20-12, qual o ganho positivo máximo de tensão? Qual o valor da outra resistência fixa?

SOLUÇÃO O valor de n é:

$$n = \frac{7{,}5\ k\Omega}{1{,}5\ k\Omega} = 5$$

O ganho positivo máximo de tensão é 5. O outro resistor fixo tem um valor de:

$$\frac{nR}{n-1} = \frac{5(1{,}5\ k\Omega)}{5-1} = 1{,}875\ k\Omega$$

Com um circuito como esse, temos de usar um resistor de precisão para obter um valor não padrão como 1,875 kΩ.

PROBLEMA PRÁTICO 20–3 Usando a Figura 20-12, se $R = 1\ k\Omega$, qual o ganho positivo mínimo de tensão e o valor da outra resistência fixa?

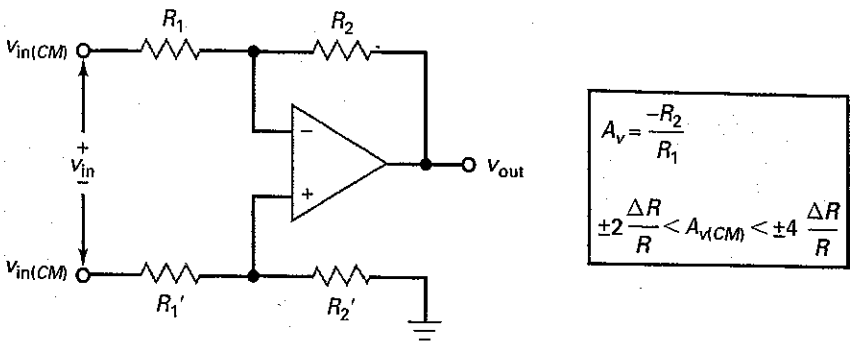
20-4 Amplificadores Diferenciais

Esta seção discute como construir um **amplificador diferencial** usando um amp-op. Uma das características mais importantes de um amplificador diferencial é o seu CMRR porque o sinal de entrada típico é uma tensão diferencial pequena e uma tensão em modo comum grande.

Amplificador Diferencial Básico

A Figura 20-14 mostra um amp-op conectado como um amplificador diferencial. O resistor R_1' tem o mesmo valor nominal que R_1, mas difere ligeiramente no valor por causa da tolerância.

Figura 20–14 Amplificador diferencial.



É BOM SABER

O amplificador diferencial básico mostrado nas Figuras 20-14 a 20-20 é usado muito freqüentemente nos campos da biomédica e eletromecânica, dentro da eletrônica.

Por exemplo, se os resistores são de 1 kΩ ±1%, R_1 pode ser alto quanto 1010 Ω e R_1' pode ser baixo quanto 990 Ω, e vice-versa. De forma similar, R_2 e R_2' são nominalmente iguais, mas podem diferir ligeiramente por causa das tolerâncias.

Na Figura 20-14, a tensão de entrada desejada v_{in} é denominada **tensão de entrada diferencial** para distingui-la da tensão de entrada em modo comum $v_{in(CM)}$. Um circuito como o da Figura 20-14 amplifica a tensão de entrada diferencial v_{in} para obter a tensão de saída v_{out}. Usando o teorema da superposição, pode-se mostrar que:

$$v_{out} = A_v v_{in}$$

onde

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \tag{20-4}$$

Esse ganho é denominado **ganho de tensão diferencial** para distingui-lo do ganho de tensão em modo comum $A_{v(CM)}$. Usando resistores de precisão, podemos construir um amplificador diferencial com um ganho de tensão preciso.

Um amplificador diferencial é freqüentemente usado em aplicações nas quais o sinal de entrada diferencial v_{in} é uma pequena tensão cc (milivolts) e o sinal de entrada em modo comum é uma tensão cc grande (volts). Como resultado, o CMRR do circuito torna-se um parâmetro crítico. Por exemplo, se o sinal de entrada diferencial for 7,5 mV e o sinal em modo comum for 7,5 V, o sinal de entrada diferencial é 60 dB menor que o sinal de entrada em modo comum. A menos que o circuito tenha um grande CMRR, o sinal de saída em modo comum será desagradavelmente grande.

CMRR do Amp-Op

Na Figura 20-14, dois fatores determinam o CMRR geral do circuito. Primeiro, existe o CMRR do amp-op propriamente. Para um 741C, o CMRR mínimo é 70 dB em baixas freqüências. Se o sinal de entrada diferencial for 60 dB menor que o sinal de entrada em modo comum, o sinal de saída diferencial será apenas 10 dB maior que o sinal de saída em modo comum. Isso significa que o sinal desejado é apenas 3,16 vezes maior que o sinal indesejado. Portanto, um 741C seria inútil em uma aplicação como essa.

A solução é usar um amp-op de precisão como o OP-07A. Ele tem um CMRR mínimo de 110 dB. Isso melhora significativamente a operação. Se o sinal de entrada diferencial for 60 dB menor que o sinal de entrada em modo comum, o sinal de saída diferencial será 50 dB maior que o sinal de saída em modo comum. Isso seria bom se o CMRR do amp-op fosse apenas a fonte do erro.

CMRR dos Resistores Externos

Existe uma segunda fonte de erro de modo comum: a tolerância dos resistores na Figura 20-14. Quando os resistores são perfeitamente casados:

$$R_1 = R_1'$$

$$R_2 = R_2'$$

Nesse caso, a tensão de entrada em modo comum da Figura 20-14 produz uma tensão zero nos terminais de entrada do amp-op.

Por outro lado, quando os resistores têm uma tolerância de ±1%, a tensão de entrada em modo comum na Figura 20-14 produzirá uma tensão de saída em modo comum porque o descasamento nas resistências produz uma tensão de entrada diferencial para o amp-op.

Conforme discutido na Seção 20-3, o ganho de tensão total quando o mesmo sinal aciona as duas entradas de um amp-op é dado por:

$$A_{v(CM)} = A_{v(\text{inv})} + A_{n(\text{non})} \tag{20-5}$$

Na Figura 20-14, o ganho de tensão inversor é:

$$A_{v(inv)} = \frac{-R}{R_1} \tag{20-6}$$

e o ganho de tensão não inversor é:

$$A_{v(non)} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_2'}{R_1' + R_2'}\right) \tag{20-7}$$

onde o segundo fator é a diminuição do sinal de entrada inversor causado pelo divisor de tensão na entrada não-inversora.

Usando as Equações (20-5) a (20-7), podemos deduzir essas fórmulas úteis:

$$A_{v(\text{non})} = \pm 2\frac{\Delta R}{R} \text{ para } R_1 = R_2 \tag{20-8}$$

$$A_{v(CM)} = \pm 4\frac{\Delta R}{\mathrm{R}} \text{ para } R_1 << R_2 \tag{20-9}$$

ou

$$\pm 2\frac{\Delta R}{R} < A_{v(CM)} < \pm 4\frac{\Delta R}{R} \tag{20-10}$$

Nessas equações, $\Delta R/R$ é a tolerância dos resistores convertida para o equivalente decimal.

Por exemplo, se os resistores têm uma tolerância de ±1%, a Equação (20-8) nos dá:

$$A_{v(CM)} = \pm 2(1\%) = \pm 2(0,01) = \pm 0,02$$

A Equação (20-9) nos dá:

$$A_{v(CM)} = \pm 4(1\%) = \pm 4(0,01) = \pm\, 0,04$$

A Inequação (20-10) nos dá:

$$\pm 0,02 < A_{v(CM)} < \pm\, 0,04$$

Isso informa que o ganho de tensão em modo comum está entre ±0,02 e ±0,04. Quando necessário, podemos calcular o valor exato de $A_{v(CM)}$ com as Equações (20-5) a (20-7).

Calculando o CMRR

Eis um exemplo de como calcular o CMRR: num circuito como o da Figura 20-14, os resistores com uma tolerância de ±0,1% são normalmente usados. Quando $R_1 = R_2$, a Equação (20-4) fornece o ganho de tensão diferencial de:

$$A_v = -1$$

e a Equação (20-8) fornece o ganho de tensão em modo comum de:

$$A_{v(CM)} = \pm 2(0{,}1\%) = \pm 2(0{,}001) = 0{,}002$$

O CMRR tem uma magnitude de:

$$\text{CMRR} = \frac{|A_v|}{|A_{v(CM)}|} = \frac{1}{0{,}002} = 500$$

que é equivalente a 54 dB. (*Nota*: a barra vertical em torno de A_v e $A_{v(CM)}$ indica valores absolutos.)

Entradas com *Buffer*

As resistências das fontes que acionam o amplificador diferencial na Figura 20-14 tornam-se efetivamente parte de R_1 e R_1', o que altera o ganho de tensão e pode degradar o CMRR. Essa é uma desvantagem muito séria. A solução é aumentar a impedância de entrada do circuito.

A Figura 20-15 mostra uma forma de fazer isso. O primeiro estágio (o pré-amplificador) consiste em dois seguidores de tensão que isolam (função ***buffer***) as entradas, como mostra a Figura 20-15. Isso pode aumentar a impedância de entrada bem acima de 100 MΩ. O ganho de tensão do primeiro estágio é unitário tanto para o sinal de entrada diferencial quanto para o sinal em modo comum. Portanto, o segundo estágio (o amplificador diferencial) ainda tem de fornecer todo o CMRR do circuito.

Ponte de Wheatstone

Conforme mencionado, o sinal de entrada diferencial é normalmente uma tensão cc pequena. O motivo de ele ser pequeno é porque geralmente é a saída de uma ponte de Wheatstone como a da Figura 20-16*a*. Uma ponte de Wheatstone está balanceada quando a razão entre as resistências do lado esquerdo é igual à razão entre as resistências do lado direito:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \tag{20-11}$$

Quando essa condição é satisfeita, a tensão em R_2 é igual à tensão em R_4 e a tensão de saída da ponte é zero.

Figura 20–15 Entrada diferencial com *buffers* nas entradas.

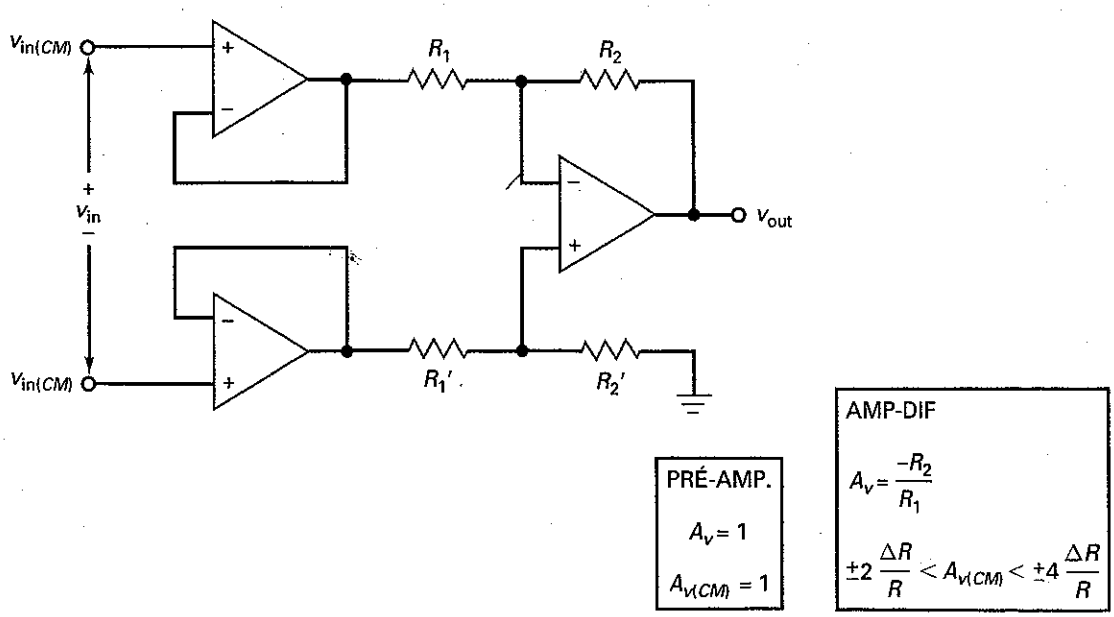
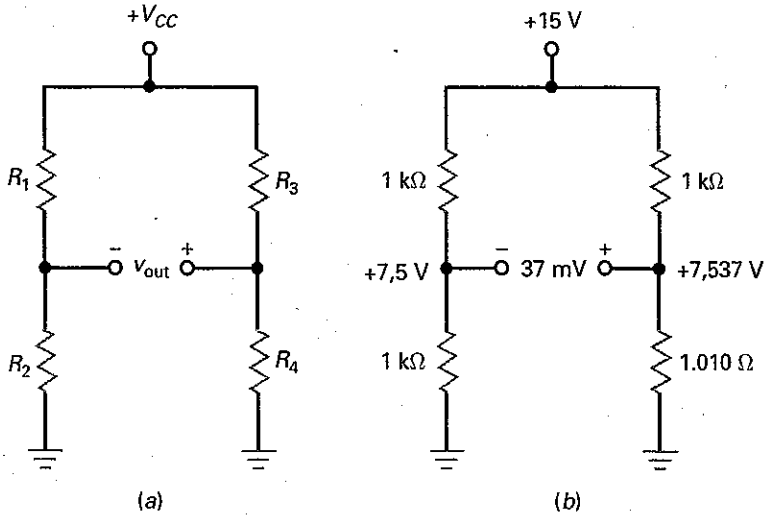


Figura 20–16 (*a*) Ponte de Wheatstone; (*b*) ponte ligeiramente desbalanceada.



A ponte de Wheatstone pode detectar pequenas variações em um dos resistores. Por exemplo, suponha que tenhamos uma ponte com resistores de 1 kΩ e um quarto resistor com 1010 Ω, como mostra a Figura 20-16*b*. A tensão em R_2 é:

$$v_2 = \frac{1\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega}(15\ \text{V}) = 7{,}5\ \text{V}$$

e a tensão em R_4 é aproximadamente:

$$v_4 = \frac{1010\ \Omega}{2010\ \Omega}(15\ \text{V}) = 7{,}537\ \text{V}$$

A tensão de saída da ponte é aproximadamente:

$$v_{\text{out}} = v_4 - v_2 = 7{,}537\ \text{V} - 7{,}5\ \text{V} = 37\ \text{mV}$$

Transdutores

A resistência R_4 pode ser um **transdutor de entrada**, um dispositivo que converte uma grandeza não elétrica em uma grandeza elétrica. Por exemplo, um fotorresistor converte uma variação na intensidade luminosa em uma variação de resistência e um **termistor** converte uma variação na temperatura em uma variação de resistência.

Existe também o **transdutor de saída**, um dispositivo que converte uma grandeza elétrica em uma grandeza não elétrica. Por exemplo, um LED converte corrente em luz e um alto-falante converte tensão ca em ondas sonoras.

Uma grande variedade de transdutores são comercialmente disponíveis para grandezas como temperatura, som, luz, umidade, velocidade, aceleração, força, radioatividade, tensão mecânica e pressão, para citar alguns. Esses transdutores podem ser usados com uma ponte de Wheatstone para medir grandezas não elétricas. Como a saída de uma ponte de Wheatstone é uma tensão cc pequena com uma tensão em modo comum grande, precisamos usar amplificadores cc que tenham CMRRs muito altos.

Uma Aplicação Típica

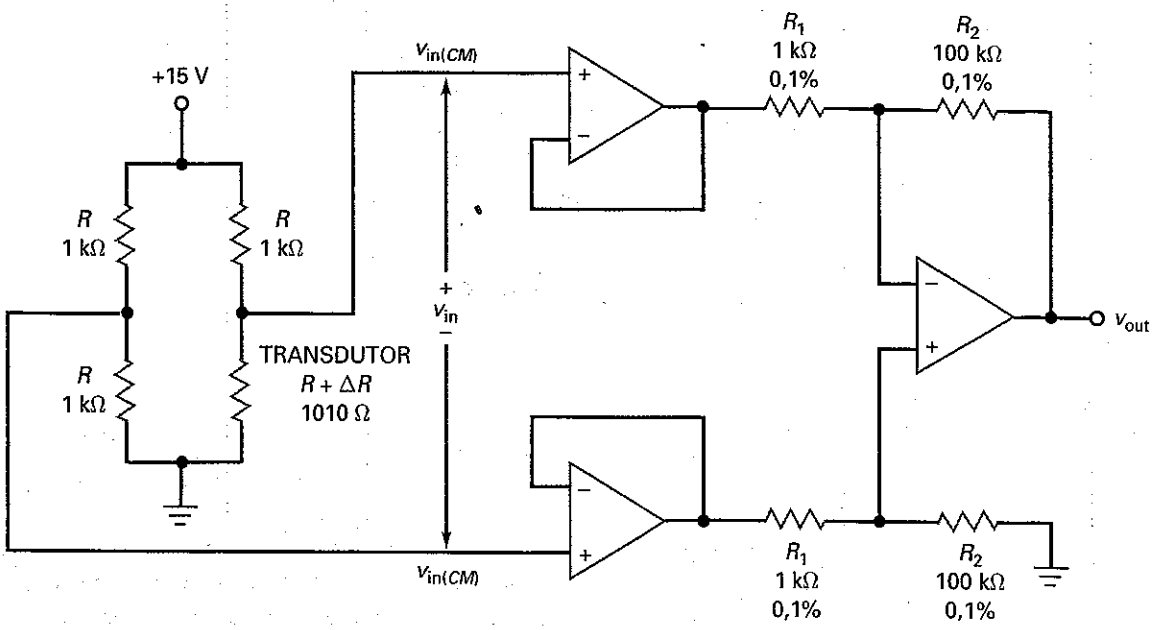
A Figura 20-17 mostra uma aplicação típica. Três resistores da ponte têm um valor de:

$$R = 1\ k\Omega$$

O transdutor tem uma resistência de:

$$R + \Delta R = 1010\ \Omega$$

Figura 20–17 Ponte com um transdutor acionando um amplificador de instrumentação.



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$v_{in} = \frac{\Delta R}{4R} V_{CC}$$

O sinal em modo comum é:

$$v_{in(CM)} = 0{,}5\,V_{CC} = 0{,}5(15\text{ V}) = 7{,}5\text{V}$$

Essa é a tensão em cada um dos resistores da ponte quando $\Delta R = 0$.

Quando o transdutor da ponte é acionado por uma grandeza externa como luz, temperatura ou pressão, sua resistência varia. A Figura 20-17 mostra uma resistência de transdutor de 1010 Ω, o que implica que ΔR = 10 Ω. É possível deduzir essa equação para a tensão de entrada na Figura 20-17:

$$v_{in} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} V_{CC} \qquad \textbf{(20-12)}$$

Em uma aplicação típica, $2\Delta R << 4R$ e a equação se simplifica para:

$$v_{in} \cong \frac{\Delta R}{4R} V_{CC} \qquad \textbf{(20-13)}$$

Para os valores mostrados na Figura 20-17:

$$v_{in} \cong \frac{10\ \Omega}{4\text{ k}\Omega}(15\text{ V}) = 37{,}5\text{ mV}$$

Como o amplificador diferencial tem um ganho de tensão de –100, a tensão de saída diferencial é:

$$v_{out} = -100(37{,}5\text{ mV}) = -3{,}75\text{ V}$$

Até onde o sinal em modo comum for importante, a Equação (20-9) fornece:

$$A_{v(CM)} = \pm 4(0{,}1\%) = \pm 4(0{,}001) = \pm 0{,}004$$

para a tolerância de ±0,1% mostrada na Figura 20-17. Portanto, a tensão de saída em modo comum é:

$$v_{out\,(CM)} = \pm 0{,}004(7{,}5\text{ V}) = \pm 0{,}03\text{ V}$$

A magnitude do CMRR é:

$$\text{CMRR} = \frac{100}{0{,}004} = 25.000$$

que é equivalente a 88 dB.

O que nos dá a idéia básica de como um amplificador diferencial é usado com uma ponte de Wheatstone. Um circuito como o da Figura 20-17 é adequado para algumas aplicações, mas pode ser melhorado, conforme será discutido na seção seguinte.

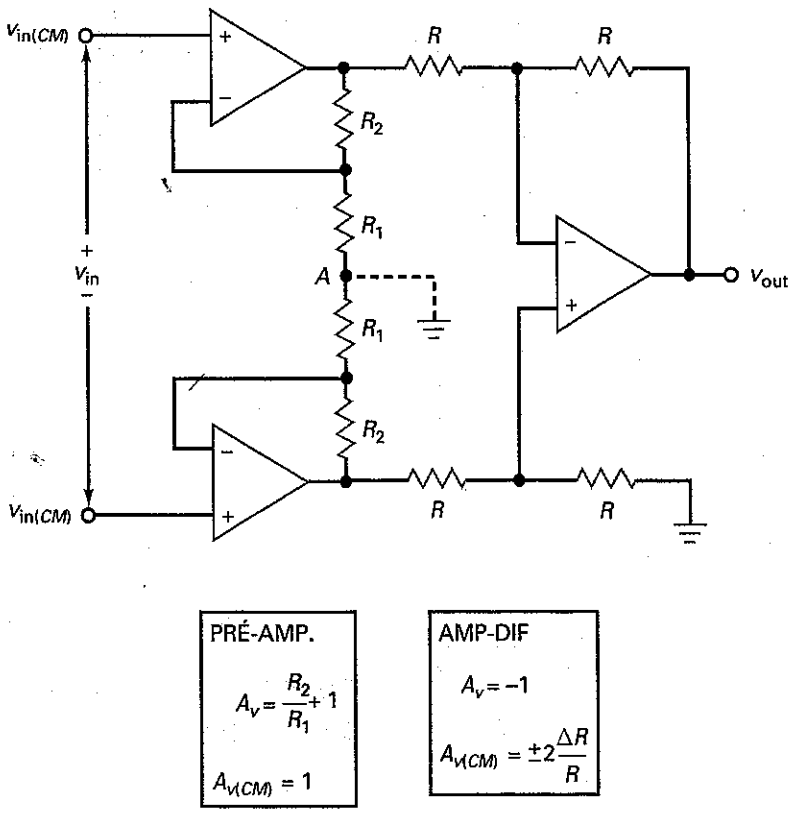
20-5 Amplificadores de Instrumentação

Esta seção discute o **amplificador de instrumentação**, um amplificador diferencial otimizado em seu desempenho cc. Um amplificador de instrumentação tem um ganho de tensão grande, um alto CMRR, *offsets* de entrada baixos, baixa deriva (*drift*) de temperatura e uma impedância de entrada alta.

Amplificador de Instrumentação Básico

A Figura 20-18 mostra o projeto clássico usado pela maioria dos amplificadores de instrumentação. O amp-op de saída é um amplificador diferencial com um ganho de tensão unitário. Os resistores usados no estágio de saída são geralmente casados dentro de ± 0,1% de diferença, ou melhor. Isso significa que o CMRR do estágio de saída é pelo menos 54 dB.

Figura 20–18 Amplificador de instrumentação padrão com três amp-ops.



Resistores de precisão são comercialmente disponíveis desde menos de 1 Ω até mais de 10 MΩ, com tolerâncias de ± 0,01% a ± 1%. Se usarmos resistores casados que estão dentro de ± 0,01% um do outro, o CMRR do estágio de saída pode ser tão alto quanto 74 dB. Além disso, o *drift* de temperatura de resistores de precisão pode ser tão baixa quanto 1 ppm/°C.

O primeiro estágio consiste em dois amp-ops de entrada que atuam como um pré-amplificador. O projeto do primeiro estágio é extremamente inteligente. O que o torna tão engenhoso é a ação do ponto A, a junção entre os dois resistores R_1. O ponto A atua como um terra virtual para um sinal de entrada diferencial e como um ponto flutuante para o sinal em modo comum. Por causa dessa ação, o sinal diferencial é amplificado, porém o sinal em modo comum não.

Ponto A

O importante para entender como o primeiro estágio funciona é entender o que o ponto A faz. Usando o teorema da superposição, podemos calcular o efeito de cada uma das entradas com a outra zerada. Por exemplo, considere que o sinal de entrada diferencial seja zero. Então apenas o sinal em modo comum está ativo. Como o sinal em modo comum aplica a mesma tensão positiva em cada entrada não-inversora, tensões iguais aparecem nas saídas dos amp-ops. Por isso, a mesma tensão aparece em qualquer ponto ao longo do ramo que contém R_1 e R_2. Portanto, o ponto A está flutuando e cada amp-op de entrada atua como um seguidor de tensão. Como resultado, o primeiro estágio tem um ganho em modo comum de:

$$A_{v(CM)} = 1$$

Diferentemente do segundo estágio, em que os resistores R têm de ser bem casados para minimizar o ganho em modo comum, no primeiro estágio a tolerância dos resistores não tem efeito no ganho em modo comum. Isso porque todo o ramo que contém esses resistores está flutuando na tensão de $v_{in(CM)}$ acima de GND. Assim, os valores dos resistores não importam. Essa é outra vantagem do projeto com três amp-ops da Figura 20-18.

O segundo passo na aplicação do teorema da superposição é reduzir a entrada em modo comum a zero e calcular o efeito do sinal de entrada diferencial. Como o sinal de entrada diferencial aciona as entradas não-inversoras com tensões de entrada iguais e opostas, a saída de um amp-op será positiva e a do outro negativa. Com tensões iguais e opostas no ramo que contém os resistores R_1 e R_2, o ponto A terá uma tensão de zero em relação a GND.

Em outras palavras, o ponto A é um terra virtual para o sinal diferencial. Por essa razão, cada amp-op de entrada é um amplificador não-inversor e o primeiro estágio tem um ganho de tensão diferencial de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad \textbf{(20-14)}$$

Como o segundo estágio tem um ganho unitário, o ganho de tensão diferencial do amplificador de instrumentação é dado pela Equação (20-14).

Como o primeiro estágio tem um ganho em modo comum unitário, o ganho em modo comum total é igual ao ganho em modo comum do segundo estágio:

$$A_{v(CM)} = \pm 2\frac{\Delta R}{R} \qquad \textbf{(20-15)}$$

Para se ter um CMRR alto e *offsets* baixos, amp-ops precisos têm de ser usados quando se constrói o amplificador de instrumentação da Figura 20-18. Um amp-op típico usado na abordagem de três amp-ops da Figura 20-18 é o OP-07A. Ele tem os seguintes parâmetros de pior caso: tensão de *offset* de entrada = 0,025 mV,

corrente de polarização de entrada = 2 nA, corrente de *offset* de entrada = 1 nA, A_{OL} = 110 dB, CMRR = 110 dB e deriva de temperatura = 0,6 μV/°C.

Uma questão final sobre a Figura 20-18: como o ponto A é um terra virtual em vez de um terra mecânico, os resistores R_1 no primeiro estágio não têm de ser resistores separados. Podemos usar um único resistor R_G que é igual a $2R_1$ sem alterar a operação do primeiro estágio. A única diferença é que o ganho de tensão diferencial é escrito como:

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1 \tag{20-16}$$

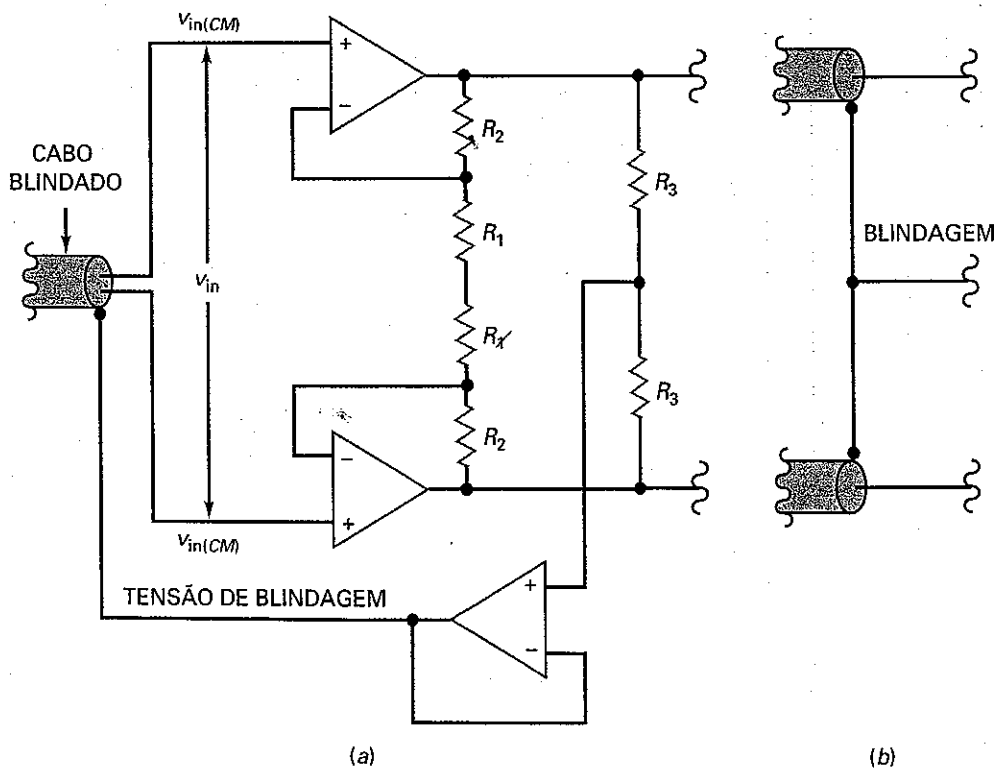
O fator de 2 aparece porque $R_G = 2R_1$.

Blindagem do Sinal Transportado

Como o sinal diferencial que sai de uma ponte é pequeno, um cabo blindado é normalmente usado para isolar os fios que transportam o sinal de interferência eletromagnética. Porém, isso cria um problema. Qualquer corrente de fuga entre os fios internos e a blindagem se somará às correntes de polarização de entrada e *offset* baixas. Além da corrente de fuga, o cabo blindado acrescenta capacitância ao circuito, que passa a ter uma resposta mais lenta a uma variação na resistência do transdutor. Para minimizar os efeitos da corrente de fuga e a capacitância do cabo, a blindagem deve ser conectada ao potencial comum. Essa técnica é conhecida como **blindagem do sinal**.

A Figura 20-19*a* mostra uma forma de conexão da blindagem para uma tensão em modo comum. Um novo ramo contendo os resistores identificados por R_3 é acrescentado à saída do primeiro estágio. Esse divisor de tensão reduz a tensão em modo comum e a insere num seguidor de tensão. A tensão de proteção é realimentada na blindagem, conforme mostrado. Algumas vezes, cabos separados são usados para cada entrada. Nesse caso, a tensão de blindagem é conectada às duas blindagens, conforme mostra a Figura 20-19*b*.

Figura 20–19 A blindagem do sinal para reduzir correntes de fuga e capacitância do cabo blindado.



Amplificadores de Instrumentação Integrados

O projeto clássico da Figura 20-18 pode ser integrado em um chip com todos os componentes mostrados na Figura 20-18, exceto R_G. Essa resistência externa é usada para controlar o ganho de tensão do amplificador de instrumentação. Por exemplo, o AD620 é um amplificador de instrumentação monolítico. A folha de dados fornece essa equação para o ganho de tensão dele:

$$A_v = \frac{49{,}4\ \text{k}\Omega}{R_G} + 1 \tag{20-17}$$

O valor 49,4 kΩ é a soma dos dois resistores R_2. O fabricante de CIs usa **laser trimming** (corte a laser) para conseguir um valor preciso de 49,4 kΩ. A palavra *trim* (corte) se refere a um ajuste fino ao contrário de um ajuste grosso. Laser *trimming* significa gravar áreas de resistor num chip semicondutor com um laser para conseguir um valor extremamente preciso de resistência.

A Figura 20-20*a* mostra o AD620 com um R_G de 499 Ω. Esse é um resistor de precisão com uma tolerância de ±0,1%. O ganho de tensão é:

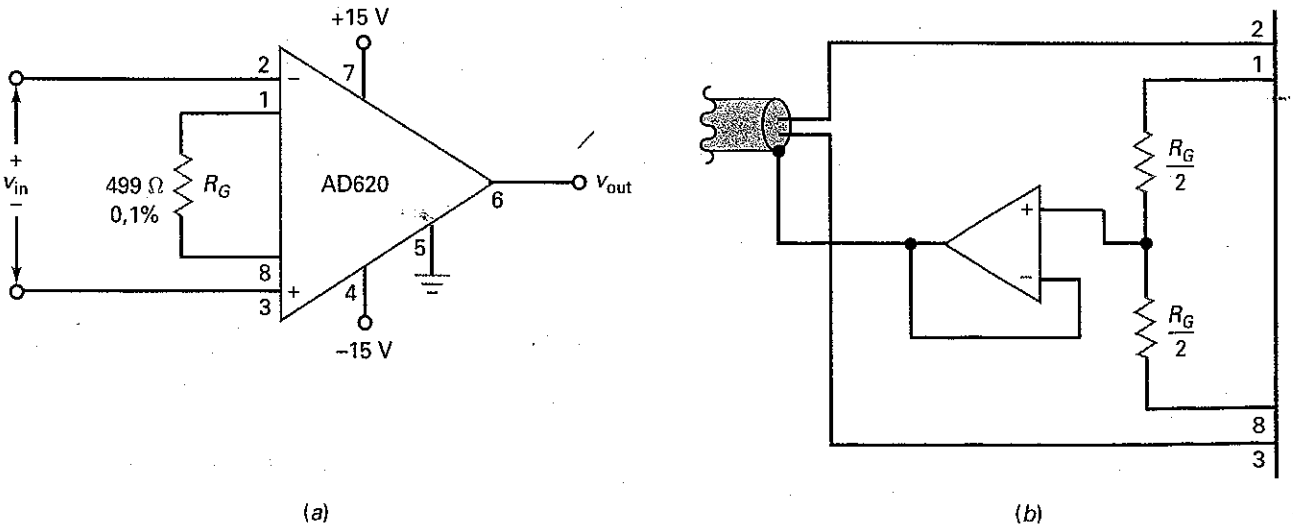
$$A_v = \frac{49{,}4\ \text{k}\Omega}{499} + 1 = 100$$

A *pinagem* (número dos pinos) do AD620 é similar a do 741C visto que os pinos 2 e 3 são os sinais de entrada, os pinos 4 e 7 são para as tensões de alimentação e o pino 6 é a saída. O pino 5 é mostrado aterrado, que é uma situação comum para o AD620. Mas esse pino não tem de ser aterrado. Se for necessário um interfaceamento com outro dispositivo, podemos compensar o sinal de saída aplicando uma tensão cc no pino 5.

Se for usada a blindagem do sinal, o circuito pode ser modificado como mostrado na Figura 20-20*b*. A tensão em modo comum aciona um seguidor de tensão, cuja saída é conectada na blindagem do cabo. Uma modificação similar é usada se cabos separados são usados para as entradas.

Em resumo, amplificadores de instrumentação monolíticos têm tipicamente um ganho de tensão entre 1 e 1000 que podem ser ajustados com um resistor externo, um CMRR maior que 100 dB, uma impedância de entrada maior que 100 MΩ, uma tensão de *offset* menor que 0,1 mV, uma deriva menor que 0,5 μV/°C e outros parâmetros excelentes.

Figura 20-20 *(a)* Um amplificador de instrumentação monolítico; *(b)* blindagem do sinal usando um AD620.



Exemplo 20–4

MultiSim

Na Figura 20-18, $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 100\ k\Omega$ e $R = 10\ k\Omega$. Qual o ganho de tensão diferencial do amplificador de instrumentação? Qual o ganho de tensão em modo comum se as tolerâncias dos resistores no segundo estágio são ±0,01%? Se $v_{in} = 10$ mV e $v_{in(CM)} = 10$ V, quais são os valores dos sinais em modo comum e diferencial?

SOLUÇÃO Usando as equações dadas na Figura 20-18, o ganho de tensão do pré-amplificador é:

$$A_v = \frac{100\ k\Omega}{1\ k\Omega} + 1 = 101$$

Como o ganho de tensão do segundo estágio é –1, o ganho de tensão do amplificador de instrumentação é –101.

O ganho de tensão em modo comum do segundo estágio é:

$$A_{v(CM)} = \pm 2(0,01\%) = \pm 2(0,0001) = \pm 0,0002$$

Como o primeiro estágio tem um ganho de tensão em modo comum de 1, o ganho de tensão em modo comum do amplificador de instrumentação é ±0,0002.

Um sinal de entrada diferencial de 10 mV produz um sinal de saída de:

$$v_{out} = -101(10\ mV) = -1,01\ V$$

Um sinal em modo comum de 10 V produz um sinal de saída de:

$$v_{out(CM)} = \pm 0,0002(10\ V) = \pm 2\ mV$$

Ainda que o sinal de entrada em modo comum seja 1000 vezes maior que a entrada diferencial, o CMRR do amplificador de instrumentação produz um sinal de saída em modo comum que é aproximadamente 500 vezes menor que o sinal de saída diferencial.

PROBLEMA PRÁTICO 20–4 Repita o Exemplo 20-4 com $R_2 = 50\ \Omega$ e ±0,1% de tolerância na resistência do segundo estágio.

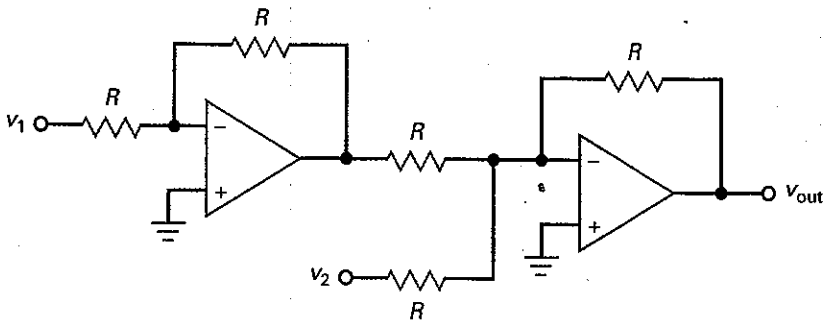
20-6 Circuitos Amplificadores Somadores

Discutimos o amplificador somador básico no Capítulo 18. Agora, vamos analisar algumas variações desse circuito.

Subtrator

A Figura 20-21 mostra um circuito que subtrai duas tensões de entrada para produzir uma tensão de saída igual à diferença entre v_1 e v_2. Eis como funciona: a entrada v_1 aciona um inversor com um ganho de tensão unitário. A saída do primeiro estágio é $-v_1$. Essa tensão é uma das entradas do circuito de soma do segundo estágio. A outra entrada é v_2. Como o ganho de cada canal é unitário, a tensão de saída final é igual a v_1 menos v_2.

Figura 20–21 Subtrator.



$$v_{out} = v_1 - v_2$$

Soma das Duas Entradas

Algumas vezes podemos encontrar um circuito como o da Figura 20-22. Ele não é nada mais que um somador com entradas inversora e não-inversora. Existem dois canais de entrada na entrada inversora do amplificador, bem como dois canais de entrada na entrada não-inversora. O ganho total é a superposição dos ganhos dos canais.

O ganho de cada canal inversor é a razão entre o resistor de realimentação R_f e a resistência do canal de entrada, R_1 ou R_2. O ganho de cada canal não-inversor é:

$$\frac{R_f}{R_1 \| R_2} + 1$$

reduzida por um fator do divisor de tensão do canal, temos:

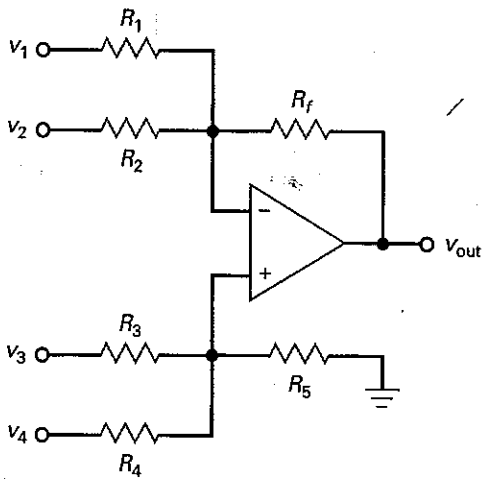
$$\frac{R_4 \| R_5}{R_3 + R_4 \| R_5}$$

ou

$$\frac{R_3 \| R_5}{R_4 + R_3 \| R_5}$$

A Figura 20-22 fornece as equações para o ganho de cada canal. Após a obtenção do ganho de cada canal, podemos calcular a tensão de saída total.

Figura 20–22 Amplificador somador usando os dois lados do amp-op.



$$v_{out} = A_{v1}v_1 + A_{v2}v_2 + A_{v3}v_3 + A_{v4}v_4$$

$$A_{v1} = \frac{-R_f}{R_1}$$

$$A_{v2} = \frac{-R_f}{R_2}$$

$$A_{v3} = \left(\frac{R_f}{R_1 \| R_2} + 1\right)\left(\frac{R_4 \| R_5}{R_3 + R_4 \| R_5}\right)$$

$$A_{v4} = \left(\frac{R_f}{R_1 \| R_2} + 1\right)\left(\frac{R_3 \| R_5}{R_4 + R_3 \| R_5}\right)$$

Exemplo 20–5

MultiSim

Na Figura 20-22, $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 2\ k\Omega$, $R_3 = 3\ k\Omega$, $R_4 = 4\ k\Omega$, $R_5 = 5\ k\Omega$ e $R_f = 6\ k\Omega$. Qual o ganho de tensão de cada canal?

SOLUÇÃO Usando as equações dadas na Figura 20-22, os ganhos de tensão são:

$$A_{v1} = \frac{-6\ k\Omega}{1\ k\Omega} = -6$$

$$A_{v2} = \frac{-6\ k\Omega}{2\ k\Omega} = -3$$

$$A_{v3} = \left(\frac{6\ k\Omega}{1\ k\Omega \parallel 2\ k\Omega} + 1\right)\frac{4\ k\Omega \parallel 5\ k\Omega}{3\ k\Omega + 4\ k\Omega \parallel 5\ k\Omega} = 4{,}26$$

$$A_{v4} = \left(\frac{6\ k\Omega}{1\ k\Omega \parallel 2\ k\Omega} + 1\right)\frac{3\ k\Omega \parallel 5\ k\Omega}{4\ k\Omega + 3\ k\Omega \parallel 5\ k\Omega} = 3{,}19$$

PROBLEMA PRÁTICO 20–5 Repita o Exemplo 20-5 usando 1 kΩ em R_f.

Gerador de Média

A Figura 20-23 é um **gerador de média**, um circuito cuja saída é igual à média das tensões de entrada. Cada canal tem um ganho de tensão de:

$$A_v = \frac{R}{3R} = \frac{1}{3}$$

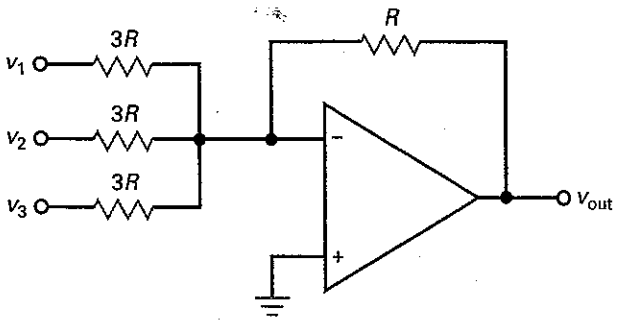
Quando todas as saídas amplificadas são somadas, obtemos uma saída que é a média de todas as tensões de entrada.

O circuito mostrado na Figura 20-23 tem três entradas. Um número qualquer de entradas pode ser usado, desde que cada resistência de entrada de canal seja alterada para nR, onde n é o número de canais.

Conversor D/A

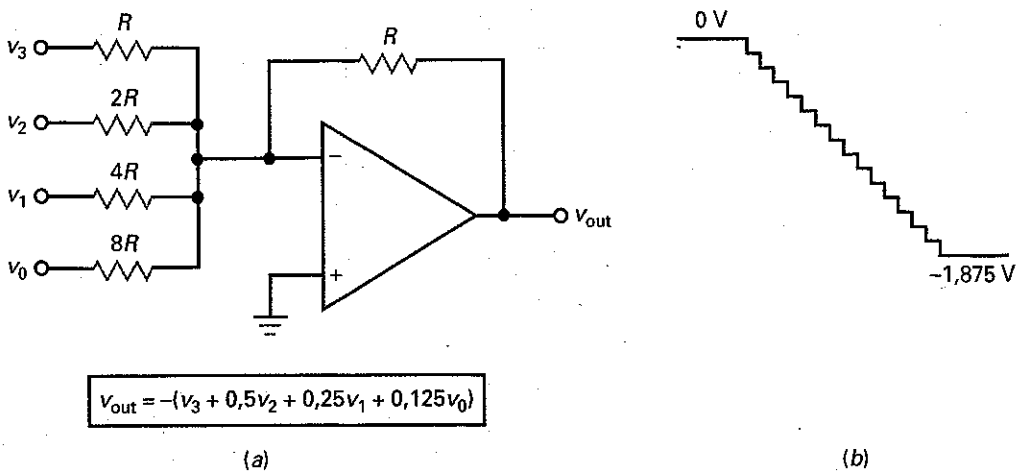
Na eletrônica digital, um **conversor digital-analógico (D/A)** toma um número binário representando um valor e o converte em uma tensão ou corrente. Essa tensão ou corrente é proporcional ao valor binário de entrada. Dois métodos de conversão D/A são normalmente usados, o do conversor D/A binário ponderado e o conversor D/A com escada R/2R.

Figura 20–23 Circuito gerador de média.



$$v_{out} = \frac{-(v_1 + v_2 + v_3)}{3}$$

Figura 20-24 Conversor D/A binário ponderado transforma a entrada digital em tensão analógica.



O conversor D/A binário ponderado é mostrado na Figura 20-24. Esse circuito produz uma tensão de saída igual à soma ponderada das entradas. O peso é o mesmo que o ganho do canal. Por exemplo, na Figura 20-24*a* os ganhos dos canais são:

$$A_{v3} = -1$$
$$A_{v2} = -0,5$$
$$A_{v1} = -0,25$$
$$A_{v0} = -0,125$$

As tensões de entrada são digitais de dois estados, o que significa que elas têm um valor 1 ou 0. Com 4 entradas, existem 16 combinações de entrada diferentes de $v_3v_2v_1v_0$: 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 1010, 1011, 1100, 1101, 1110 e 1111.

Quando todas as entradas são zero (0000), a saída é:

$$v_{out} = 0$$

Quando $v_3v_2v_1v_0$ é 0001, a saída é:

$$v_{out} = -(0,125) = -0,125$$

Quando $v_3v_2v_1v_0$ é 0010, a saída é:

$$v_{out} = -(0,25) = -0,25$$

e assim por diante. Quando as entrada estiverem todas em nível 1 (1111), a saída será máxima e igual a:

$$v_{out} = -(1 + 0,5 + 0,25 + 0,125) = -1,875$$

Se o conversor D/A da Figura 20-24 é acionado por um circuito que produz a seqüência de números de 0000 a 1111 dada anteriormente, ele produz as seguintes tensões de saída: 0, –0,125, –0,25, –0,375, –0,5, –0,625, –0,75, –0,875, –1, –1,125, –1,25, –1,375, –1,5, –1,625, –1,75 e –1,875. Quando visualizado em um osciloscópio, a tensão de saída do conversor D/A tem o aspecto da escada de tensões negativas mostrada na Figura 20-24*b*.

A tensão em escada demonstra que o conversor D/A não produz uma faixa contínua de valores de saída. Portanto, estritamente falando, sua saída não é verdadeiramente analógica. Podemos conectar circuitos de filtro passa-baixas na saída para fornecer transições suaves entre os degraus de saída.

Um conversor D/A de 4 entradas tem 16 saídas possíveis, um conversor D/A de 8 entradas tem 256 saídas possíveis e um conversor D/A de 16 entradas tem 65.536 saídas possíveis. Isso significa que a tensão em escada negativa da Figura 20-24*b* pode ter 256 degraus com um conversor de 8 entradas e 65.536 degraus com um conversor de 16 entradas. Uma tensão em escada negativa como essa é usada em um multímetro digital juntamente com outros circuitos para medir a tensão indicando o valor numérico dela.

O conversor D/A binário ponderado pode ser usado em aplicações em que o número de entradas é limitado e não é necessária uma alta precisão. Quando um número maior de entradas é usado, é necessário um número maior de diferentes valores de resistor. A precisão e a estabilidade do conversor D/A dependem da precisão absoluta dos resistores e da capacidade de variarem a resistência igualmente entre si em função da temperatura. Devido a todos os resistores de entrada apresentarem valores diferentes, é difícil conseguir características idênticas. Problemas de carga também podem existir com esse tipo de conversor D/A porque cada entrada tem um valor de impedância de entrada diferente.

O **conversor D/A de escada R/2R**, mostrado na Figura 20-25, supera as limitações do conversor D/A binário ponderado sendo o método mais freqüentemente usado nos conversores D/A em circuitos integrados. Como são necessários apenas dois valores de resistores, esse método presta-se para CIs com 8 bits ou um maior número de entradas binárias e fornece um alto grau de precisão. Por questão de simplicidade, a Figura 20-25 mostra um conversor D/A de 4 bits. As chaves, $D_0 - D_3$, seriam normalmente algum tipo de chave ativa. As chaves conectam as quatro entradas em GND (nível lógico 0) ou $+V_{ref}$ (nível lógico 1). O circuito escada converte os valores de entrada binária possíveis de 0000 a 1111 para um dos 16 níveis de tensão de saída. No conversor D/A mostrado na Figura 20-25, D_0 é considerada o bit de entrada menos significativo (LSB) enquanto D_3 é o bit mais significativo (MSB).

Para determinarmos a tensão de saída do conversor D/A, temos de primeiro converter o valor da entrada binária para o valor equivalente em decimal, BIN. Isso pode ser feito por:

$$\mathbf{BIN} = (D_0 \times 2^0) + (D_1 \times 2^1) + (D_2 \times 2^2) + (D_3 \times 2^3) \qquad \textbf{(20-18)}$$

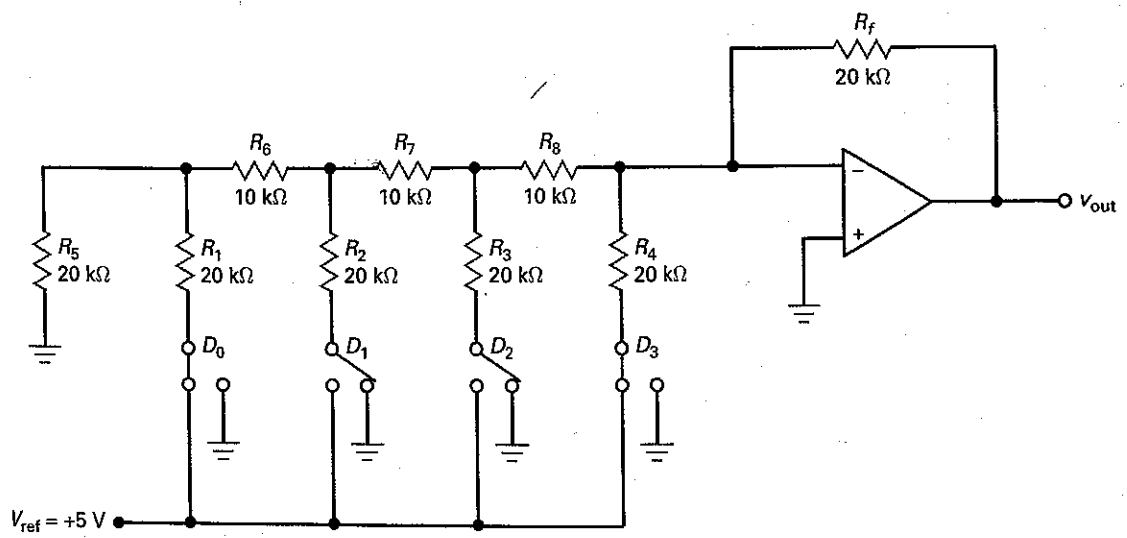
Então, a tensão de saída será determinada por:

$$V_{out} = \left(\frac{\mathbf{BIN}}{2^N} \times 2V\mathbf{ref}\right) \qquad \textbf{(20-19)}$$

onde N é o número de entradas.

Para mais detalhes dessa operação do circuito, o conversor D/A pode ser thevenizado. Essa análise pode ser encontrada no Apêndice D.

Figura 20–25 Conversor D/A com escada R/2R.



Exemplo 20–6

Na Figura 20-25, $D_0 = 1$, $D_1 = 0$, $D_2 = 0$ e $D_3 = 1$. Usando um valor de V_{ref} de +5 V, determine o equivalente decimal da entrada binária (BIN) e a tensão de saída do conversor.

SOLUÇÃO Usando a Equação 20-18, o equivalente decimal pode ser determinado por:

$$\text{BIN} = (1 \times 2^0)(0 \times 2^1) + (0 \times 2^2) + (1 \times 2^3) = 9$$

A tensão de saída do conversor é determinada usando-se a Equação 20-19:

$$V_{out} = \left(\frac{9}{2^4}\right) \times 2(5V)$$

$$V_{out} = \left(\frac{9}{16}\right)(10V) = -5{,}625V$$

PROBLEMA PRÁTICO 20–6 Usando a Figura 20-25, qual a maior e a menor tensão de saída possível com pelo menos uma entrada em nível lógico 1?

20-7 Reforçadores (*Boosters*) de Corrente

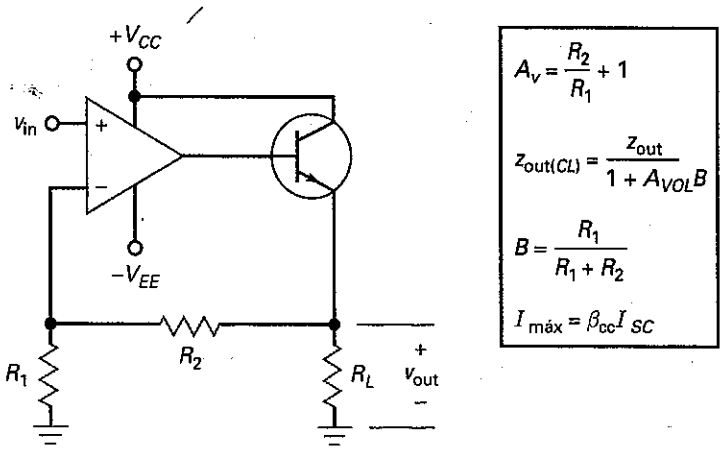
A corrente de saída em curto-circuito de um amp-op é tipicamente 25 mA ou menos. Uma forma de aumentar a corrente de saída é usar um amp-op de potência como o LM675 ou LM12. Esses amp-ops têm correntes de saída em curto-circuito de 3A a 10 A. Uma outra forma de obter uma corrente de saída em curto-circuito maior é usar um **reforçador de corrente**, que corresponde ao uso de um transistor de potência ou outro dispositivo que tenha um ganho de corrente e uma especificação de corrente maior que a do amp-op.

Reforçador Unidirecional

A Figura 20-26 mostra uma forma de aumentar a corrente de carga máxima. A saída do amp-op aciona um seguidor de emissor. O ganho de tensão em malha fechada é:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad \textbf{(20-20)}$$

Figura 20–26 O reforçador de corrente unidirecional aumenta a corrente de saída em curto-circuito.



Nesse circuito, o amp-op não tem mais de suprir a corrente de carga. Em vez disso, ele apenas supre a corrente de base do seguidor de emissor. Devido ao ganho de corrente do transistor, a corrente de carga máxima é aumentada para:

$$I_{máx} = \beta_{cc} I_{SC} \tag{20-21}$$

onde I_{SC} é a corrente de saída em curto-circuito (*short-circuit*) do amp-op. Isso significa que um amp-op como um 741C pode ter a corrente de saída máxima de 25 mA aumentada por um fator de βcc. Por exemplo, um BU806 é um transistor de potência *npn* com βcc = 100. Se ele for usado com um 741C, a corrente de saída em curto-circuito aumenta para:

$$I_{máx} = 100(25\text{ mA}) = 2{,}5\text{A}$$

O circuito pode acionar cargas de baixa impedância porque a realimentação negativa reduz a impedância de saída do seguidor de emissor por um fator de $1 + A_{VOL}B$. Como o seguidor de emissor já tem uma impedância de saída baixa, a impedância de saída em malha fechada é muito pequena.

Corrente Bidirecional

A desvantagem do reforçador de corrente mostrado na Figura 20-26 é a sua *corrente de carga unidirecional*. A Figura 20-27 mostra uma forma de obter uma *corrente de carga bidirecional*. Um amplificador inversor aciona um seguidor de emissor *push-pull* classe *B*. Nesse circuito, o ganho de tensão em malha fechada é:

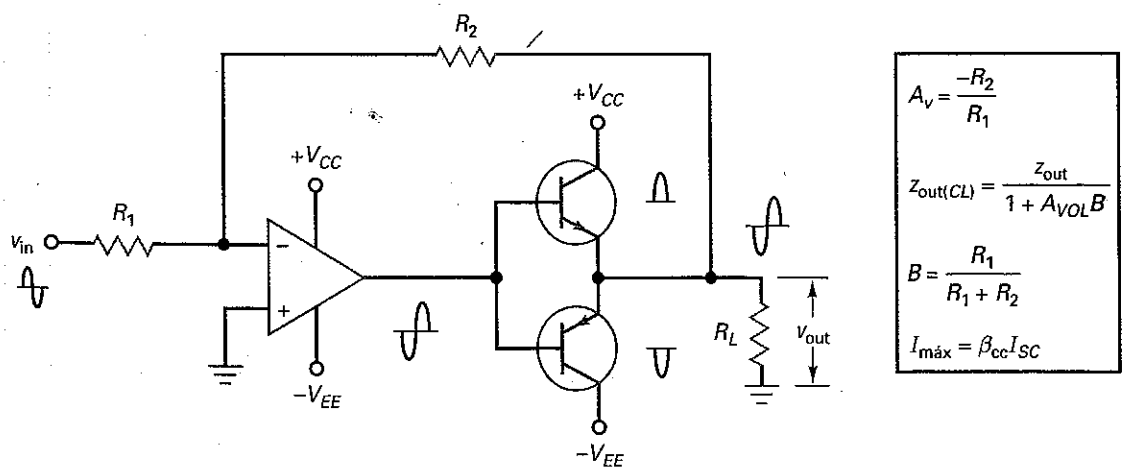
$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \tag{20-22}$$

Quando a tensão de entrada é positiva, o transistor inferior está em condução e a tensão na carga é negativa. Quando a tensão de entrada é negativa, o transistor superior está em condução e a tensão de saída é positiva. Em qualquer caso, a corrente de saída máxima é aumentada pelo ganho de corrente de cada transistor em condução. Como o seguidor de emissor push-pull classe B está dentro da malha de realimentação, a impedância de saída em malha fechada é muito pequena.

Amp-Ops Trilho a Trilho

Os reforçadores de corrente são algumas vezes usados no estágio final de um amp-op. Por exemplo, o MC33206 é um **amp-op trilho a trilho** que tem um reforçador de corrente na saída de 80 mA. A expressão trilho a trilho se refere às linhas de alimentação de um amp-op porque elas nos lembram os dois trilhos de uma linha

Figura 20-27 Reforçador de corrente bidirecional.



férrea num diagrama esquemático. A *operação trilho a trilho* significa que as tensões de entrada e saída podem variar até os valores das tensões de alimentação positiva ou negativa.

Por exemplo, o 741C não tem uma saída trilho a trilho porque a saída é sempre de 1 V a 2 V menor que a tensão de alimentação. Por outro lado, o MC33206 tem uma saída trilho a trilho porque sua tensão de saída pode variar até cerca de 50 mV a partir de qualquer tensão de alimentação, próximo o suficiente para ser qualificado como um trilho a trilho. Amp-ops trilho a trilho permitem ao projetista fazer uso completo da faixa de tensão de alimentação disponível.

Exemplo 20-7

Na Figura 20-27, $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$ e $R_2 = 51\ \text{k}\Omega$. Se um 741C for o amp-op usado, qual o ganho de tensão do circuito? Qual a impedância de saída em malha fechada? Qual a corrente de carga em curto-circuito do circuito se cada transistor tiver um ganho de corrente de 125?

SOLUÇÃO Usando as equações dadas na Figura 20-26, o ganho de tensão é:

$$A_v = \frac{-51\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} = -51$$

A fração de realimentação é:

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega + 51\ \text{k}\Omega} = 0{,}0192$$

Como o 741C tem um ganho de tensão típico de 100.000 e uma impedância de saída em malha aberta de 75 Ω, a impedância de saída em malha fechada é:

$$z_{\text{out}(CL)} = \frac{75\ \Omega}{1 + (100.000)(0{,}0192)} = 0{,}039\ \Omega$$

Como o 741C tem uma corrente de carga em curto-circuito de 25 mA, o valor reforçado da corrente de carga em curto-circuito é:

$$I_{\text{máx}} = 125(25\ \text{mA}) = 3{,}13\ \text{A}$$

PROBLEMA PRÁTICO 20-7 Usando a Figura 20-27, substitua R_2 por 27 kΩ. Determine o novo ganho de tensão, $z_{\text{out}(CL)}$ e $I_{\text{máx}}$, quando cada transistor tem um ganho de corrente de 100.

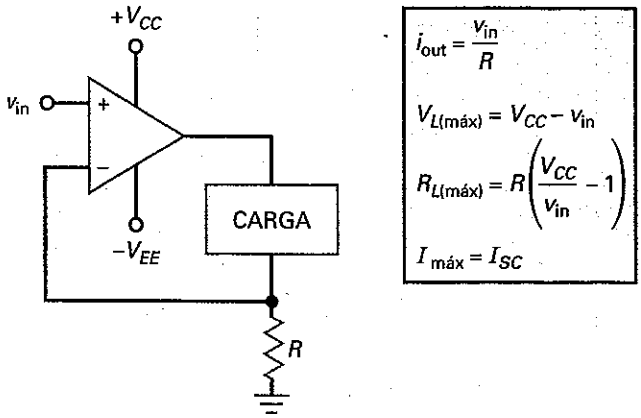
20-8 Fontes de Corrente Controladas por Tensão

Esta seção discute circuitos que permitem a uma tensão de entrada controlar uma corrente de saída. A carga pode ser flutuante ou aterrada. Todos os circuitos são variações da configuração VCIS discutida no Capítulo 19, o que significa que eles são fontes de corrente controladas por tensão também conhecidos como conversores tensão-corrente.

Carga Flutuante

A Figura 20-28 mostra a configuração VCIS. A carga pode ser um resistor, um relé ou um motor. Devido ao curto-circuito virtual entre os terminais de entrada, a en-

Figura 20–28 VCIS unidirecional com carga flutuante.



trada inversora segue a tensão, com uma diferença de microvolts, da entrada não-inversora. Como a tensão v_{in} aparece sobre R, a corrente de carga é:

$$I_{out} = \frac{v_{in}}{R} \tag{20-23}$$

Como a resistência de carga não aparece nessa equação, a corrente é independente dela. Dizendo de outra forma, a carga parece estar sendo acionada por uma fonte de corrente quase ideal. Como um exemplo, se v_{in} for 1 V e R for 1 kΩ, i_{out} será 1 mA.

Se a resistência de carga for muito grande na Figura 20-28, o amp-op vai para a saturação e o circuito não atuará mais como uma fonte de corrente quase ideal. Se um amp-op trilho a trilho for usado, a saída poderá variar até $+V_{CC}$. Portanto, a tensão de carga máxima é:

$$V_{L(máx)} = V_{CC} - v_{in} \tag{20-24}$$

Por exemplo, se V_{CC} for 15 V e v_{in} for 1 V, $V_{L(máx)}$ será 14 V. Se o amp-op não tiver uma saída trilho a trilho, podemos subtrair 1 V a 2 V de $V_{L(máx)}$.

Como a corrente de carga é igual a v_{in}/R, podemos deduzir essa equação para a resistência de carga máxima que pode ser usada sem a saturação do amp-op:

$$R_{L(máx)} = R\left(\frac{V_{CC}}{v_{in}} - 1\right) \tag{20-25}$$

Como um exemplo, se R for 1 kΩ, V_{CC} for 15 V e v_{in} for 1 V, então $R_{L(máx)}$ = 14 kΩ.

Uma outra limitação da fonte de corrente controlada por tensão é a corrente de saída em curto-circuito do amp-op. Por exemplo, um 741C tem uma corrente de saída em curto-circuito de 25 mA. Correntes de saída em curto-circuito para alguns amp-ops foram discutidas no Capítulo 18 e fornecidas na Tabela 18-2. Como uma equação, a corrente de curto-circuito fora da faixa da fonte de corrente controlada na Figura 20-28 é:

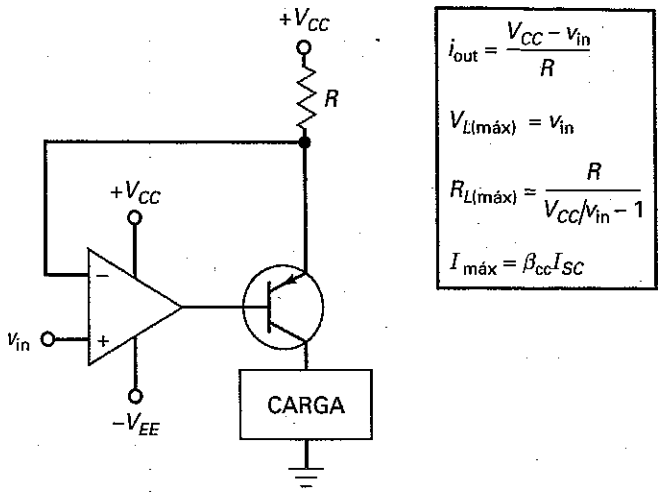
$$I_{máx} = I_{SC} \tag{20-26}$$

onde I_{SC} é a corrente de saída em curto-circuito do amp-op.

Carga Aterrada

Podendo se usar uma **carga flutuante** e estando a corrente de curto-circuito adequada, um circuito como o da Figura 20-28 funciona bem. Porém, se a carga precisa ser aterrada ou mais corrente de curto-circuito é necessária, podemos modificar o circuito básico como mostra a Figura 20-29. Como as correntes de coletor e emissor do transistor são quase iguais, a corrente através de R é aproxi-

Figura 20–29 VCIS unidirecional com carga com terminação simples (aterrada).



madamente igual a corrente de carga. Devido ao curto-circuito virtual entre as entradas do amp-op, a tensão na entrada inversora é aproximadamente igual a v_{in}. Portanto, a tensão em R é igual a V_{CC} menos v_{in} e a corrente em R é dada por:

$$i_{out} = \frac{V_{CC} - v_{in}}{R} \tag{20-27}$$

A Figura 20-29 mostra as equações para tensão de carga máxima, resistência de carga máxima e corrente de saída em curto-circuito. Observe que o circuito usa um reforçador de corrente na saída. Isso aumenta a corrente de saída em curto-circuito para:

$$I_{máx} = \beta_{cc} I_{SC} \tag{20-28}$$

Corrente de Saída Diretamente Proporcional à Tensão de Entrada

Na Figura 20-29, a corrente de carga diminui quando a tensão de entrada aumenta. A Figura 20-30 mostra um circuito no qual a corrente de carga é diretamente proporcional à tensão de entrada. Devido ao curto-circuito virtual nos terminais de entrada do primeiro amp-op, a corrente de emissor em Q_1 é v_{in}/R. Como a corrente de coletor de Q_1 é aproximadamente a mesma do emissor, a tensão no resistor R do coletor é v_{in} e a tensão no nó A é:

$$V_A = V_{CC} - v_{in}$$

Essa é a entrada não-inversora do segundo amp-op.

Devido ao curto-circuito virtual entre os terminais de entrada do segundo amp-op, a tensão no nó B é:

$$V_B = V_A$$

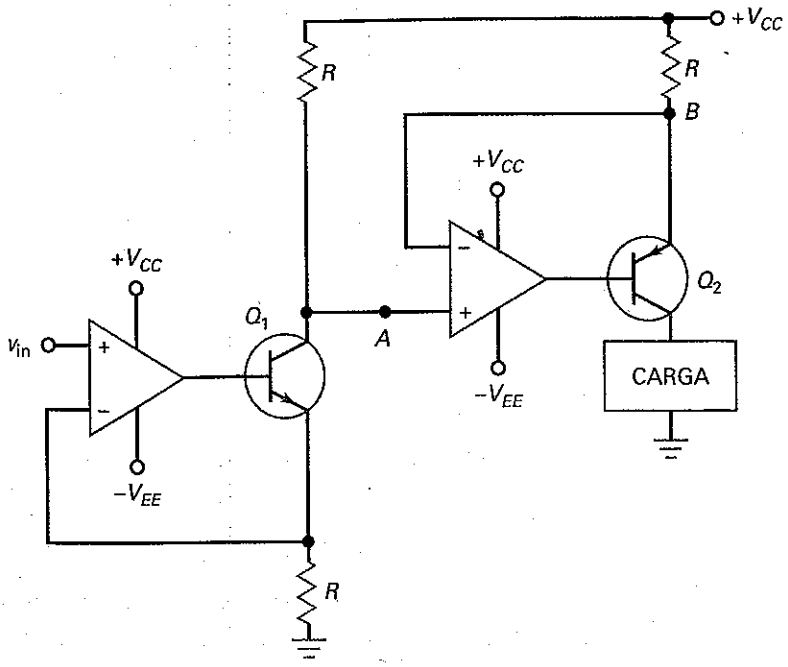
A tensão no resistor R final é:

$$V_R = V_{CC} - V_B = V_{CC} - (V_{CC} - v_{in}) = v_{in}$$

Portanto, a corrente de saída é de aproximadamente:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \tag{20-29}$$

Figura 20–30 Outro circuito VCIS unidirecional com carga com terminação simples (aterrada).



$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R}$$

$$V_{L(máx)} = V_{CC} - v_{in}$$

$$R_{L(máx)} = R\left(\frac{V_{CC}}{v_{in}} - 1\right)$$

$$I_{máx} = \beta_{cc} I_{SC}$$

Fonte de Corrente Howland

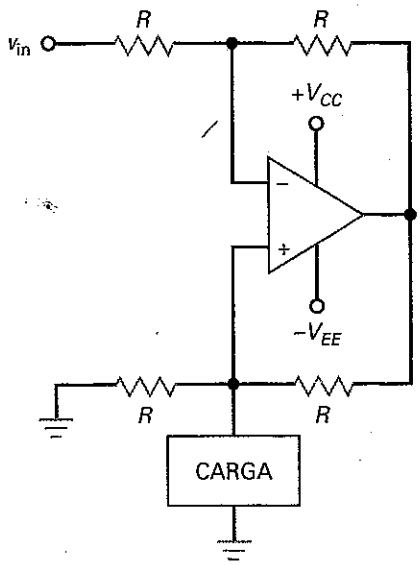
A fonte de corrente da Figura 20-30 produz uma corrente de carga unidirecional. Quando uma corrente bidirecional é necessária, a fonte de corrente Howland da Figura 20-31 pode ser usada. Para uma compreensão inicial de como ela funciona, considere o caso especial em que $R_L = 0$. Quando a carga está em curto-circuito, a entrada não-inversora está aterrada, a entrada inversora está no terra virtual e a tensão de saída é:

$$v_{out} = -v_{in}$$

Na parte inferior do circuito, a tensão de saída aparece sobre R em série com a carga em curto-circuito. A corrente em R é:

$$i_{out} = \frac{-v_{in}}{R} \tag{20-30}$$

Figura 20–31 A fonte de corrente Howland é um VCIS bidirecional.



$$i_{out} = \frac{-v_{in}}{R}$$

$$V_{L(máx)} = \frac{V_{CC} - v_{in}}{2}$$

$$R_{L(máx)} = \frac{R}{2}\left(\frac{V_{CC}}{v_{in}} - 1\right)$$

$$I_{máx} = I_{SC}$$

Quando a carga está em curto-circuito, toda essa corrente flui através da carga. O sinal negativo significa que a tensão na carga é invertida.

Quando a resistência de carga for maior que zero, a análise é muito mais complicada porque a entrada não-inversora não estará mais aterrada e a entrada inversora não será mais um terra virtual. Em vez disso, a tensão na entrada não-inversora será igual à tensão no resistor de carga. Após escrevermos e solucionarmos algumas equações, podemos mostrar que a Equação (20-30) ainda é válida para qualquer resistência de carga, desde que o amp-op não entre na saturação. Como R_L não aparece na equação, o circuito atua como uma fonte de corrente quase ideal.

A Figura 20-31 mostra as equações para análise. Por exemplo, se $V_{CC} = 15$ V, $v_{in} = 3$V e $R = 1$kΩ, a resistência de carga máxima que pode ser usada sem a saturação do amp-op é:

$$R_{L(\text{máx})} = \frac{1\,\text{k}\Omega}{2}\left(\frac{15\,\text{V}}{3\,\text{V}} - 1\right) = 2\,\text{k}\Omega$$

Exemplo 20–8

MultiSim

Se a fonte de corrente da Figura 20-28 tem $R = 10$ kΩ, $v_{in} = 1$ V e $V_{CC} = 15$ V, qual a corrente de saída? Qual a resistência de carga máxima que pode ser usada com esse circuito se v_{in} pode ser tão grande quanto 10 V?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 20-28, a corrente de saída é:

$$i_{out} = \frac{1\,\text{V}}{10\,\text{k}\Omega} = 0{,}1\,\text{mA}$$

A resistência de carga máxima é:

$$R_{L(\text{máx})} = (10\,\text{k}\Omega)\left(\frac{15\,\text{V}}{10\,\text{V}} - 1\right) = 5\,\text{k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁTICO 20–8 Substitua R por 2 kΩ e repita o Exemplo 20-8.

Exemplo 20–9

A fonte de corrente Howland da Figura 20-31 tem $R = 15$ kΩ, $v_{in} = 3$ V e $V_{CC} = 15$ V. Qual a corrente de saída? Qual a maior resistência de carga que pode ser usada com esse circuito se a tensão de entrada máxima é 9 V?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 20-31:

$$i_{out} = \frac{-3\,\text{V}}{15\,\text{k}\Omega} = -0{,}2\,\text{mA}$$

A resistência de carga máxima é:

$$R_{L(\text{máx})} = \frac{15\,\text{k}\Omega}{2}\left(\frac{15\,\text{V}}{12\,\text{V}} - 1\right) = 1{,}88\,\text{k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁTICO 20–9 Repita o Exemplo 20-9 com $R = 10$ kΩ.

20-9 Controle Automático de Ganho

AGC significa **controle automático de ganho** (*automatic gain control*). Em muitas aplicações como rádio e televisão, queremos que o ganho de tensão varie automaticamente quando o sinal de entrada variar. Especificamente, quando o sinal de entrada aumenta, queremos que o ganho de tensão diminua. Dessa forma, a tensão de saída de um amplificador será aproximadamente constante. Uma razão para querermos o AGC em um rádio ou televisão é manter o volume com variações abruptas quando sintonizamos estações diferentes.

AGC de Áudio

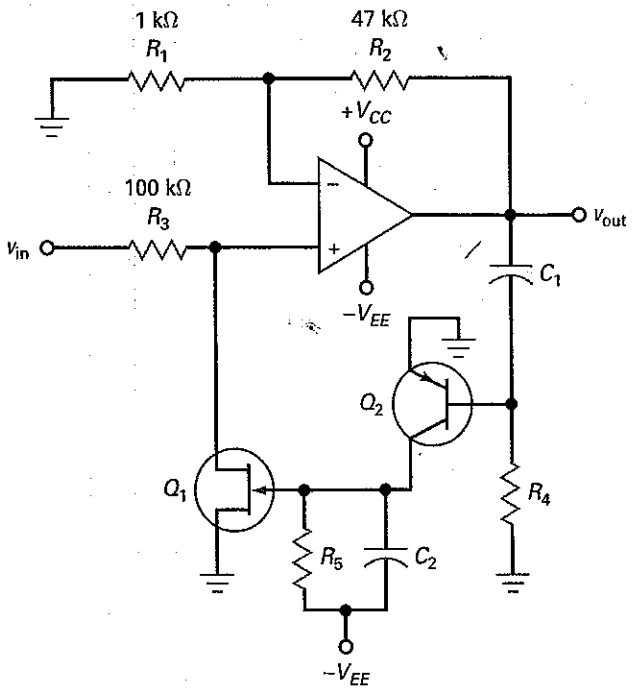
A Figura 20-32 mostra um circuito AGC de áudio. Q_1 é um JFET usado como uma resistência controlada por tensão. Para uma operação de pequeno sinal com tensões de dreno próximas de zero, o JFET opera na região ôhmica tendo uma resistência r_{ds} para sinais ca (discutido na Seção 13-9). O r_{ds} de um JFET pode ser controlado pela tensão de porta. Quanto mais negativa a tensão de porta, maior se torna o r_{ds}. Com um JFET como o 2N4861, r_{ds} pode variar de 100 Ω a mais de 10 MΩ.

R_3 e Q_1 atuam como um divisor de tensão cuja saída varia entre $0{,}001v_{in}$ e v_{in}. Portanto, a tensão na entrada não-inversora está entre $0{,}001v_{in}$ e v_{in}, uma faixa de 60 dB. A tensão de saída do amplificador não-inversor é $(R_2/R_1 + 1)$ vezes essa tensão de entrada.

Na Figura 20-32, a tensão de saída é acoplada à base de Q_2. Para uma saída de pico a pico menor que 1,4 V, Q_2 está em corte porque não há polarização para ele. Com Q_2 desligado, o capacitor C_2 é descarregado e a porta de Q_1 está na tensão $-V_{EE}$, que é uma tensão negativa o suficiente para cortar o JFET. Isso significa que a tensão de entrada máxima alcança a da entrada não-inversora. Em outras palavras, uma tensão de saída menor que 1,4 V pp implica que o circuito atua como um amplificador não-inversor de tensão com um sinal de entrada máximo.

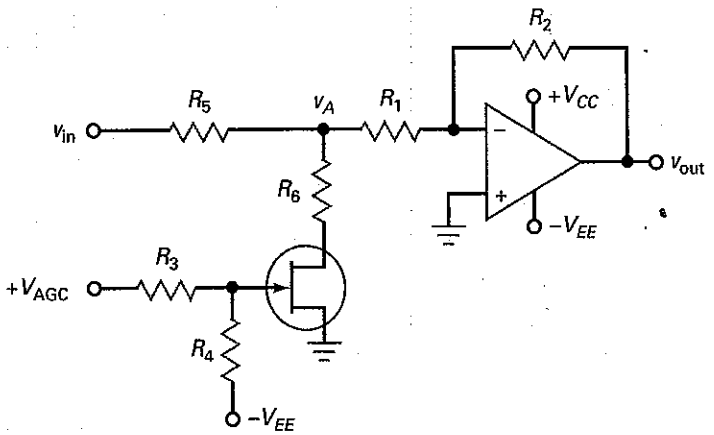
Quando a tensão pico a pico de saída for maior que 1,4 V, Q_2 conduz e carrega o capacitor C_2. Isso aumenta a tensão na porta e diminui r_{ds}. Com um r_{ds} menor, a saída do divisor de tensão R_3 e Q_1 diminui, passando a ter menos tensão na entrada não-inversora. Em outras palavras, o ganho de tensão total do circuito diminui quando a tensão pico a pico de saída for maior que 1,4 V.

Figura 20–32 JFET usado como uma resistência controlada por tensão num circuito AGC.



$$A_v = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{r_{ds}}{r_{ds} + R_3}\right)$$

Figura 20–33 Circuito AGC usado com pequenos sinais de entrada.



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}\,\frac{R_6 + r_{ds}}{R_5 + R_6 + r_{ds}}$$

Quanto maior a tensão de saída, menor o ganho de tensão. Dessa forma, a tensão de saída aumenta apenas ligeiramente para grandes aumentos no sinal de entrada. Uma razão para o uso de AGC é reduzir aumentos repentinos no nível do sinal e evitar sobreacionar o alto-falante. Se estamos escutando um rádio, não queremos um aumento inesperado no nível do sinal para "bombardear" os nossos ouvidos. Em resumo, ainda que a tensão de entrada na Figura 20-32 varie acima da faixa de 60 dB, a saída pico a pico é apenas ligeiramente maior que 1,4 V.

AGC de Vídeo de Nível Baixo

O sinal de saída de uma câmera de televisão tem freqüências de 0 a mais de 4 MHz. As freqüências nessa faixa são denominadas freqüências de vídeo. A Figura 20-33 mostra uma técnica padrão para AGC de vídeo que tem sido usada para freqüências acima de 10 MHz. Nesse circuito o JFET atua como uma resistência controlada por tensão. Quando a tensão AGC for zero, o JFET entra em corte pela polarização negativa e o seu r_{ds} é máximo. À medida que a tensão AGC aumenta, o r_{ds} do JFET diminui.

A tensão de entrada do amplificador inversor é proveniente do divisor de tensão formado por R_5, R_6 e r_{ds}. Essa tensão é dada por:

$$v_A = \frac{R_6 + r_{ds}}{R_5 + R_6 + r_{ds}} v_{in}$$

O ganho de tensão do amplificador inversor é:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

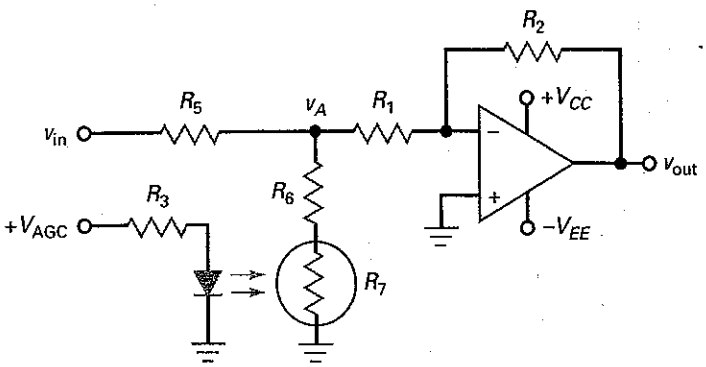
Nesse circuito o JFET é uma resistência controlada por tensão. Quanto mais positiva a tensão AGC, menor o valor de r_{ds} e menor a tensão de entrada do amplificador inversor. Isso significa que a tensão AGC controla o ganho de tensão total do circuito.

Usando um amp-op de banda larga, o circuito funciona bem para sinais de entrada até aproximadamente 100 mV. Além desse nível, a resistência do JFET torna-se uma função do nível do sinal em adição à tensão AGC. Isso é indesejável porque apenas a tensão AGC deve controlar o ganho de tensão total.

AGC de Vídeo de Nível Alto

Para sinais de vídeo de nível alto, podemos substituir o JFET por uma combinação de LED e fotorresistor como a da Figura 20-34. A resistência R_7 do fotorresistor diminui conforme a quantidade de luz aumenta. Portanto, quanto maior a tensão

Figura 20–34 Circuito AGC usado com grandes sinais de entrada.



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}\,\frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7}$$

AGC, menor o valor de R_7. Como anteriormente, o divisor de tensão de entrada controla o valor da tensão que aciona o amplificador de tensão inversor. Essa tensão é dada por:

$$v_A = \frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7} v_{in}$$

O circuito pode operar com tensões de entrada de até 10 V porque a resistência da fotocélula não é afetada por tensões maiores e é uma função apenas de V_{AGC}. Além disso, existe uma isolação quase total entre a tensão AGC e a tensão de entrada v_{in}.

Exemplo 20–10

Se r_{ds} varia de 50 Ω a 120 kΩ na Figura 20-32, qual o ganho de tensão máximo? Qual o ganho de tensão mínimo?

SOLUÇÃO Usando os valores e as equações da Figura 20-32, o ganho de tensão máximo é:

$$A_v = \left(\frac{47\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} + 1\right)\frac{120\text{ k}\Omega}{120\text{ k}\Omega + 100\text{ k}\Omega} = 26{,}2$$

O ganho de tensão mínimo é:

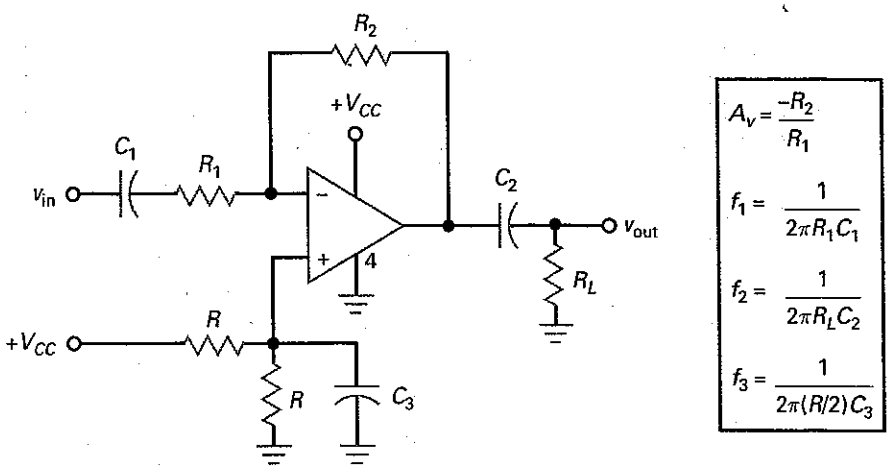
$$A_v = \left(\frac{47\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} + 1\right)\frac{50\ \Omega}{50\ \Omega + 100\text{ k}\Omega} = 0{,}024$$

PROBLEMA PRÁTICO 20–10 No Exemplo 20-10, para qual valor deve cair r_{ds} para que o ganho de tensão seja 1?

20–10 Operação com Fonte Simples

O uso de fontes duplas é a forma típica de alimentar amp-ops. Porém isso não é necessário ou ainda desejável em algumas aplicações. Esta seção discute os amplificadores inversor e não-inversor que funcionam com uma fonte de alimentação positiva simples.

Figura 20-35 Amplificador inversor com alimentação simples.



Amplificador Inversor

A Figura 20-35 mostra um amplificador de tensão inversor com alimentação simples que pode ser usado com sinais ca. O pino de alimentação V_{EE} (pino 4) é aterrado e um divisor de tensão aplica metade da tensão de alimentação V_{CC} na entrada não-inversora. Devido às duas entradas estarem virtualmente em curto-circuito, a entrada inversora tem uma tensão quiescente de aproximadamente $+0{,}5V_{CC}$.

No circuito equivalente cc, todos os capacitores aparecem como circuitos abertos, e o circuito é um seguidor de tensão que produz uma tensão de saída *cc* de $+0{,}5V_{CC}$. Os offsets de entrada são minimizados porque o ganho de tensão é unitário.

No circuito equivalente ca, todos os capacitores aparecem como curtos-circuitos, sendo que o circuito se resume a um amplificador inversor com um ganho de tensão de $-R_2/R_1$. A Figura 20-35 mostra as equações usadas na análise. Com essas equações calculamos as três freqüências de corte inferiores.

Um capacitor de desvio é usado na entrada não-inversora, como mostra a Figura 20-35. Isso reduz o *ripple* na fonte de alimentação e o ruído que aparece na entrada não-inversora. Para ser efetivo, a freqüência de corte desse circuito de desvio deve ser muito menor que a freqüência do *ripple* na fonte de alimentação. Podemos calcular a freqüência de corte desse circuito de desvio usando a equação dada na Figura 20-35.

Amplificador Não-Inversor

Na Figura 20-36 é usada apenas uma fonte de alimentação positiva. Para obtermos a máxima variação de saída, precisamos polarizar a entrada não-inversora com um valor de tensão que é metade da tensão de alimentação, o que é convenientemente realizado com um divisor de tensão de resistores iguais. Isso gera uma entrada de $0{,}5V_{CC}$ na entrada não-inversora. Devido à realimentação negativa, a entrada inversora segue o mesmo valor.

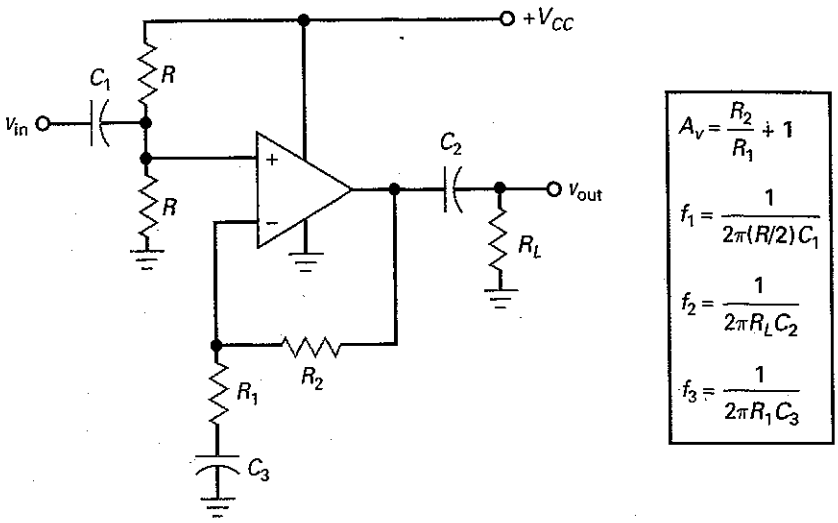
No circuito equivalente cc, todos os capacitores aparecem como circuitos abertos e o circuito tem um ganho de tensão unitário, o que minimiza a tensão de offset de saída. A tensão de saída cc do amp-op é $+0{,}5V_{CC}$, mas essa tensão é bloqueada pelo capacitor de acoplamento de saída, não chegando à carga final.

No circuito equivalente ca, todos os capacitores aparecem como curtos-circuitos. Quando um sinal ca aciona o circuito, um sinal de saída amplificado aparece em R_L. Se um amp-op trilho a trilho for usado, a saída de pico a pico máxima não ceifada é V_{CC}. A Figura 20-36 fornece as equações para o cálculo das freqüências de corte.

Amp-Ops com Alimentação Simples

Embora possamos usar amp-ops comuns com uma alimentação simples, como mostrado nas Figuras 20-35 e 20-36, existem alguns amp-ops que são otimizados

Figura 20–36 Amplificador não-inversor com alimentação simples.



para operarem com alimentação simples. Por exemplo, o LM324 é um amp-op quádruplo que elimina a necessidade de duas fontes de alimentação. Ele contém quatro amp-ops compensados internamente em um único encapsulamento, tendo cada um deles ganho de tensão em malha aberta de 100 dB, corrente de polarização de entrada de 45 nA, corrente de *offset* de entrada de 5 nA e tensão de *offset* de entrada de 2 mV. Ele funciona com uma tensão de alimentação positiva que pode ter qualquer valor entre 3 V e 32 V. por isso, o LM324 é conveniente para ser usado como interface com circuitos digitais que funcionam com uma alimentação positiva simples de +5 V.

Resumo

SEÇÃO 20–1 CIRCUITOS AMPLIFICADORES INVERSORES

Os circuitos amplificadores inversores discutidos nesta seção incluem uma ponta de prova de alta impedância (X10 e X1), um amplificador com acoplamento ca e um circuito com largura de banda ajustável.

SEÇÃO 20–2 CIRCUITOS AMPLIFICADORES NÃO-INVERSORES

Os circuitos amplificadores não-inversores discutidos nesta seção incluem um amplificador com acoplamento ca, um amplificador de distribuição de áudio, um amplificador com chave JFET e um circuito de referência de tensão.

SEÇÃO 20–3 CIRCUITOS INVERSORES/NÃO-INVERSORES

Os circuitos discutidos nesta seção são o inversor/não-inversor comutado, o inversor comutado controlado por JFET, um trocador de sinal, um circuito de ganho reversível e ajustável e um deslocador de fase.

SEÇÃO 20–4 AMPLIFICADORES DIFERENCIAIS

Dois fatores determinam o CMRR total de um amplificador diferencial: o CMRR de cada amp-op e o CMRR dos resistores casados. O sinal de entrada é geralmente uma pequena tensão diferencial e uma grande tensão em modo comum provenientes de uma ponte de Wheatstone.

SEÇÃO 20–5 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO

Um amplificador de instrumentação é um amplificador diferencial otimizado para ganhos de tensão grandes, alto CMRR, baixos *offsets* de entrada, baixa deriva de temperatura e uma alta impedância de entrada. Os amplificadores de instrumentação podem ser construídos com o circuito clássico de três amp-ops, usando amp-ops de precisão ou com um amplificador de instrumentação integrado.

SEÇÃO 20–6 CIRCUITOS AMPLIFICADORES SOMADORES

Os tópicos discutidos nesta seção foram o subtrator, o somador usando as duas entradas, o gerador de média e o conversor D/A. Este último é usado em multímetros digitais para medir tensões, correntes e resistências.

SEÇÃO 20–7 REFORÇADORES (*BOOSTERS*) DE CORRENTE

Quando a corrente de saída em curto-circuito de um amp-op for muito baixa, uma solução é usar um reforçador de corrente na saída do circuito. Tipicamente, o reforçador de corrente é um transistor cuja corrente de base é suprida pelo amp-op. Em função do ganho de corrente do transistor, a corrente de saída em curto-circuito é aumentada por um fator β.

SEÇÃO 20-8 FONTES DE CORRENTE CONTROLADAS POR TENSÃO

Podemos construir fontes de corrente que são controladas por uma tensão de entrada. As cargas podem ser flutuantes ou aterradas. A corrente de carga pode ser unidirecional ou bidirecional. A fonte de corrente Howland é uma fonte de corrente bidirecional controlada por tensão.

SEÇÃO 20-9 CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO

Em muitas aplicações queremos que o ganho de tensão de um sistema varie automaticamente conforme necessário para manter a tensão de saída quase constante. Em receptores de rádio e televisão, o AGC evita variações repentinas e grandes no volume do som na saída dos alto-falantes.

SEÇÃO 20-10 OPERAÇÃO COM FONTE SIMPLES

Embora normalmente os amp-ops sejam usados com alimentação dupla, existem aplicações para as quais se prefere uma alimentação simples. Quando amplificadores acoplados são necessários, amplificadores de alimentação simples são facilmente implementados polarizando a entrada sem sinal do amp-op na metade da tensão de alimentação positiva. Alguns amp-ops são otimizados para operação com alimentação simples.

Derivações

(20-3) Ganho para circuitos inversor/não-inversor:

$$A_v = A_{v(inv)} + A_{v(non)}$$

Veja as Figuras 20-8 a 20-13. O ganho de tensão total é a superposição dos ganhos de tensão inversor e não inversor. Usamos esses ganhos quando o sinal de entrada é aplicado nas duas entradas.

(20-5) Ganho de tensão em modo comum:

$$A_{v(CM)} = A_{v(inv)} + A_{v(non)}$$

Veja as Figuras 20-14, 20-15 e 20-18. Essa é similar à Equação (20-3) porque é a superposição dos ganhos.

(20-7) Ganho não inversor total:

$$A_{v(non)} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_2'}{R_1' + R_2'}\right)$$

Veja a Figura 20-14. Esse é o ganho de tensão do lado da entrada não-inversora reduzido pelo fator do divisor de tensão.

(20-8) Ganho em modo comum para $R_1 = R_2$:

$$A_{v(CM)} = \pm 2\frac{\Delta R}{R}$$

Veja as Figuras 20-15 e 20-18. Esse é o ganho em modo comum devido às tolerâncias dos resistores quando os resistores do amplificador diferencial são iguais e casados.

(20-11) Ponte de Wheatstone:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Veja a Figura 20-16*a*. Essa é a equação para uma ponte de Wheatstone balanceada.

(20-13) Ponte de Wheatstone desbalanceada:

$$V_{in} \cong \frac{\Delta R}{4R} V_{CC}$$

Veja a Figura 20-17. Essa equação é válida para variações pequenas na resistência do transdutor.

(20-16) Amplificador de instrumentação:

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1$$

Veja as Figuras 20-18 e 20-20. Esse é o ganho de tensão do primeiro estágio do clássico amplificador de instrumentação de três amp-ops.

(20-18) Equivalente de binário para decimal:

$$\text{BIN} = (D_0 \times 2^0) + (D_1 \times 2^1) + (D_2 \times 2^2) + (D_3 \times 2^3)$$

(20-19) Tensão de saída da escada R/2R:

$$V_{out} = -\left(\frac{\text{BIN}}{2^n} \times 2V_{ref}\right)$$

(20-21) Reforçador de corrente:

$$I_{máx} = \beta_{cc} I_{SC}$$

Veja as Figuras 20-26 a 20-30. A corrente de curto-circuito de um amp-op é aumentada pelo ganho de corrente de um transistor entre o amp-op e a carga.

(20-23) Fonte de corrente controlada por tensão:

$$i_{out} = \frac{V_{in}}{R}$$

Veja as Figuras 20-28 e 20-31. Em fontes de corrente controladas por tensão, a tensão de entrada é convertida em uma corrente de saída quase ideal.

Atividades para o Estudante

1. Num circuito linear com amp-op,
   a. Os sinais são sempre ondas senoidais
   b. O amp-op não vai para a saturação
   c. A impedância de entrada é idealmente infinita
   d. O produto ganho-largura de banda é constante

2. **Em um amplificador ca que usa um amp-op com capacitores de acoplamento e desvio, a tensão de *offset* de saída é**
   a. Zero
   b. Mínima
   c. Máxima
   d. Inalterada

3. **Para usarmos um amp-op, precisamos de pelo menos**
   a. Uma tensão de alimentação
   b. Duas tensões de alimentação
   c. Um capacitor de acoplamento
   d. Um capacitor de desvio

4. **Em uma fonte de corrente controlada com amp-ops, o circuito atua como um**
   a. Amplificador de tensão
   b. Conversor corrente-tensão
   c. Conversor tensão-corrente
   d. Amplificador de corrente

5. **Um amplificador de instrumentação tem**
   a. Uma alta impedância de saída
   b. Um alto ganho de potência
   c. Um alto CMRR
   d. Uma alta tensão de alimentação

6. **Um reforçador de corrente na saída de um amp-op aumenta a corrente de curto-circuito de**
   a. $A_{v(CL)}$
   b. β_{cc}
   c. f_{unity}
   d. A_v

7. **Dada uma referência de tensão de +2,5 V, podemos obter uma referência de tensão de +15 V usando**
   a. Um amplificador inversor
   b. Um amplificador não-inversor
   c. Um amplificador diferencial
   d. Um amplificador de instrumentação

8. **Em um amplificador diferencial, o CMRR é limitado principalmente**
   a. Pelo CMRR do amp-op
   b. Pelo produto ganho-largura de banda
   c. Pelas tensões de alimentação
   d. Pela tolerância dos resistores

9. **O sinal de entrada para um amplificador de instrumentação geralmente vem de**
   a. Um amplificador inversor
   b. Um resistor
   c. Um amplificador diferencial
   d. Uma ponte de Wheatstone

10. **No clássico amplificador de instrumentação de três amp-ops, o ganho de tensão diferencial é geralmente produzido**
    a. Pelo primeiro estágio
    b. Pelo segundo estágio
    c. Pelos resistores casados
    d. Pelo amp-op de saída

11. **A blindagem do sinal reduz**
    a. O CMRR de um amplificador de instrumentação
    b. A corrente de fuga em um cabo blindado
    c. O ganho de tensão do primeiro estágio
    d. A tensão de entrada em modo comum

12. **Num circuito gerador de média, as resistências de entrada são**
    a. Iguais à resistência de realimentação
    b. Menores que a resistência de realimentação
    c. Maiores que a resistência de realimentação
    d. Diferentes

13. **Um conversor D/A é uma aplicação do**
    a. Circuito de largura de banda ajustável
    b. Amplificador não-inversor
    c. Conversor tensão-corrente
    d. Amplificador somador

14. **Em uma fonte de corrente controlada por tensão,**
    a. Um reforçador de corrente nunca é usado
    b. A carga é sempre flutuante
    c. Uma fonte de corrente quase ideal aciona a carga
    d. A corrente na carga é igual a I_{SC}

15. **A fonte de corrente Howland produz uma**
    a. Corrente de carga flutuante unidirecional
    b. Corrente de carga aterrada bidirecional
    c. Corrente de carga aterrada unidirecional
    d. Corrente de carga flutuante bidirecional

16. **A finalidade do AGC é**
    a. Aumentar o ganho de tensão quando o sinal de entrada aumenta
    b. Converter tensão em corrente
    c. Manter a tensão de saída quase constante
    d. Reduzir o CMRR do circuito

17. **1 ppm é equivalente a**
    a. 0,1%
    b. 0,01%
    c. 0,001%
    d. 0,0001%

18. **Um transdutor de entrada converte**
    a. Tensão em corrente
    b. Corrente em tensão
    c. Uma grandeza elétrica em uma grandeza não-elétrica
    d. Uma grandeza não-elétrica em uma grandeza elétrica

19. **Um termistor converte**
    a. Luz em resistência
    b. Temperatura em resistência
    c. Tensão em som
    d. Corrente em tensão

20. **Quando se corta (*trim*) um resistor, estamos**
    a. Fazendo um ajuste fino
    b. Reduzindo seu valor
    c. Aumentando seu valor
    d. Fazendo um ajuste grosso

21. **Um conversor D/A com quatro entradas tem**
    a. Dois valores de saída
    b. Quatro valores de saída
    c. Oito valores de saída
    d. Dezesseis valores de saída

22. **Um amp-op com uma saída trilho a trilho**
    a. Tem uma saída de corrente reforçada
    b. Pode variar até as duas tensões de alimentação
    c. Tem uma impedância de saída alta
    d. Não pode ser menor que 0 V

23. **Quando um JFET é usado em um circuito AGC, ele atua como uma**
    a. Chave
    b. Fonte de corrente controlada por tensão
    c. Resistência controlada por tensão
    d. Capacitância

24. **Se um amp-op tem apenas um tensão de alimentação positiva, sua saída não pode**
    a. Ser negativa
    b. Ser zero
    c. Ser igual à tensão de alimentação
    d. Ser acoplada em ca

Problemas

SEÇÃO 20-1 CIRCUITOS AMPLIFICADORES INVERSORES

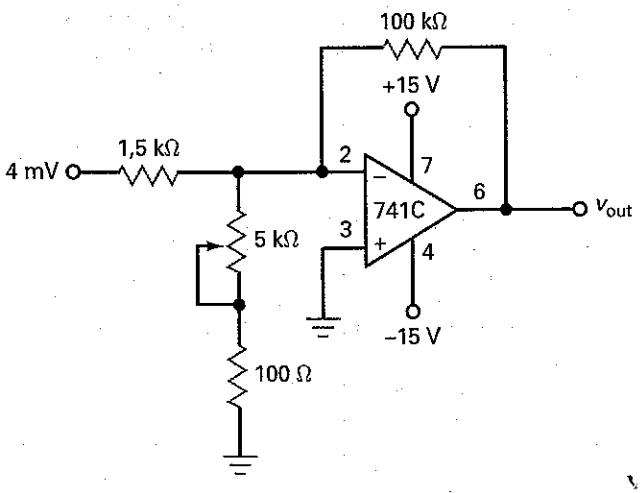
20-1 Na ponta de prova da Figura 20-1, R_1 = 10 MΩ, R_2 = 20 MΩ, R_3 = 15 kΩ, R_4 = 15 kΩ, R_5 = 75 kΩ. Qual a atenuação da ponta de prova em cada posição da chave?

20-2 No amplificador inversor com acoplamento ca da Figura 20-2, R_1 = 1,5 kΩ, R_f = 75 kΩ, R_L = 15 kΩ, C_1 = 1 μF, C_2 = 4,7 μF e $f_{unitário}$ = 1 MHz. Qual o ganho de tensão do amplificador na banda média? Quais são as freqüências de corte superior e inferior?

20-3 No circuito com largura de banda ajustável da Figura 20-3, R_1 = 10 kΩ e R_f = 180 kΩ. Se o resistor de 100 Ω for substituído por um de 130 Ω e o resistor variável por um de 25 kΩ, qual será o ganho de tensão? Qual a largura de banda mínima e máxima se $f_{unitário}$ = 1 MHz?

20-4 Qual a tensão de saída na Figura 20-37? Qual a largura de banda mínima e máxima? (Use $f_{unitário}$ = 1 MHz.)

Figura 20-37



SEÇÃO 20-2 CIRCUITOS AMPLIFICADORES NÃO-INVERSORES

20-5 Na Figura 20-4, R_1 = 2 kΩ, R_f = 82 kΩ, R_L = 25 kΩ, C_1 = 2,2 μF, C_2 = 4,7 μF e $f_{unitário}$ = 3 MHz. Qual o ganho de tensão do amplificador na banda média? Quais são as freqüências de corte superior e inferior?

20-6 Qual o ganho de tensão na banda média do circuito na Figura 20-38? Quais são as freqüências de corte superior e inferior?

20-7 **MultiSim** No amplificador de distribuição da Figura 20-5, R_1 = 2 kΩ, R_f = 100 kΩ e v_{in} = 10 mV. Qual a tensão de saída para *A*, *B* e *C*?

20-8 O amplificador comutado com JFET da Figura 20-6 tem esses valores: R_1 = 91 kΩ, R_f = 12 kΩ, R_2 = 1 kΩ. Se v_{in} = 2 mV, qual a tensão de saída quando a porta for nível baixo? E quando a porta for nível alto?

20-9 Se $V_{GS(off)}$ = −5 V, qual a tensão de saída mínima e máxima na Figura 20-39?

20-10 O circuito de referência de tensão da Figura 20-7 é modificado sendo R_1 = 10 kΩ e R_f = 10 kΩ. Qual a nova tensão de referência de saída?

SEÇÃO 20-3 CIRCUITOS INVERSORES/NÃO-INVERSORES

20-11 No inversor ajustável da Figura 20-10, R_1 = 1 kΩ e R_2 = 10 kΩ. Qual o ganho positivo máximo? E o ganho negativo máximo?

20-12 Qual o ganho de tensão na Figura 20-11 quando o cursor estiver na extremidade que está em GND? E quando ele estiver a 10% de GND?

20-13 São usados resistores de precisão na Figura 20-12. Se R = 5 kΩ, nR = 75 kΩ e $nR/(n-1)R$ = 5,36 kΩ, quais são os ganhos máximos positivo e negativo?

20-14 No deslocador de fase da Figura 20-13, R' = 10 kΩ, R = 22 kΩ e C = 0,02 μF. Qual o deslocamento de fase quando a freqüência de entrada for 100 Hz? E quando for 1 kHz? E quando for 10 kHz?

Figura 20-38

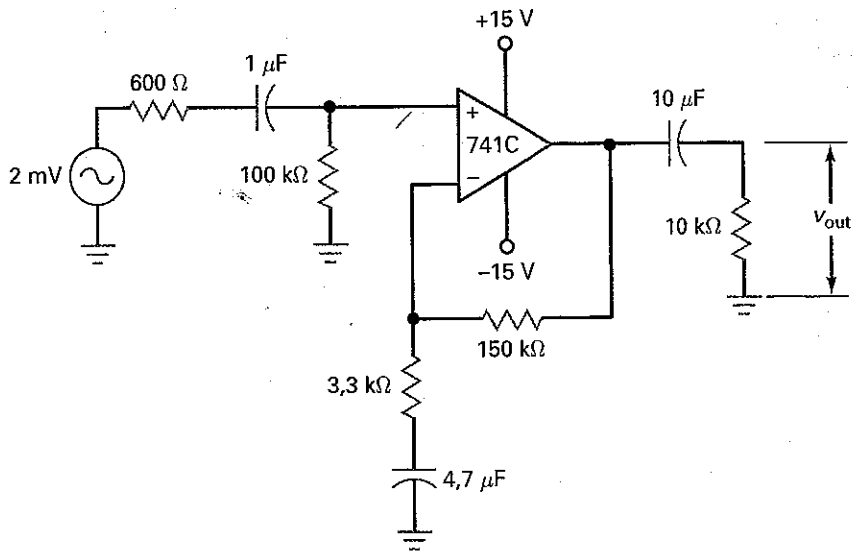
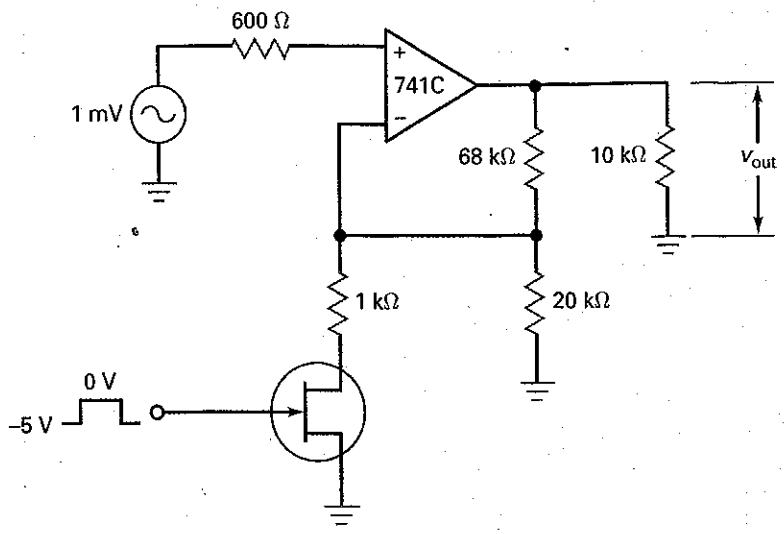


Figura 20–39



SEÇÃO 20–4 AMPLIFICADORES DIFERENCIAIS

20–15 O amplificador diferencial da Figura 20-14 tem R_1 = 1,5 kΩ e R_2 = 30 kΩ. Qual o ganho de tensão diferencial? E o ganho em modo comum? (Tolerância do resistor = ±0,1%)

20–16 Na Figura 20-15, R_1 = 1 kΩ e R_2 = 20 kΩ. Qual o ganho de tensão diferencial? E o ganho em modo comum? (Tolerância do resistor = ±1%)

20–17 Na ponte de Wheatstone da Figura 20-16, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 20 kΩ, R_3 = 20 kΩ, R_4 = 10 kΩ. Essa ponte está balanceada?

20–18 Na aplicação típica da Figura 20-17, a resistência do transdutor muda para 985 Ω. Qual a tensão de saída final?

SEÇÃO 20–5 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO

20–19 No amplificador de instrumentação da Figura 20-18, R_1 = 1 kΩ, R_2 = 99 kΩ. Qual a tensão de saída se v_{in} = 2 mV? Se três amp-ops OP-07A forem usados e R = 10 kΩ ±0,5%, qual o CMRR do amplificador de instrumentação?

20–20 Na Figura 20-19 $v_{in(CM)}$ = 5 V. Se R_3 = 10 kΩ, qual o valor da tensão de proteção?

20–21 O valor de R_G é alterado para 1008 Ω na Figura 20-20. Qual a tensão de saída diferencial se a tensão de entrada diferencial for 20 mV?

SEÇÃO 20–6 CIRCUITOS AMPLIFICADORES SOMADORES

20–22 Qual a tensão de saída na Figura 20-21 se R = 10 kΩ, v_1 = –50 mV e v_2 = –30 mV?

20–23 **MultiSim** No circuito somador da Figura 20-22, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 20 kΩ, R_3 = 15 kΩ, R_4 = 15 kΩ, R_5 = 30 kΩ e R_f = 75 kΩ. Qual a tensão de saída se v_0 = 1 mV, v_1 = 2 mV, v_2 = 3 mV e v_3 = 4 mV?

20–24 O circuito gerador de média da Figura 20-23 tem R = 10 kΩ. Qual a saída se, v_1 = 1,5 mV, v_2 = 2,5 mV e v_3 = 4,0 V?

20–25 O conversor D/A da Figura 20-24 tem uma entrada de v_0 = 5 V, v_1 = 0, v_2 = 5 V e v_3 = 0. Qual a tensão de saída?

20–26 Na Figura 20-25, se o número de entradas binárias for expandido para oito e D_7 a D_0 for igual a 10100101, determine o valor de entrada equivalente decimal, BIN.

20–27 Na Figura 20-25, se as entradas binárias forem expandidas de forma que D_7 a D_0 seja igual a 01100110, qual seria a tensão de saída?

20–28 Na Figura 20-25, usando uma tensão de referência de 2,5 V, determine o menor degrau de tensão de saída.

SEÇÃO 20–7 REFORÇADORES (*BOOSTERS*) DE CORRENTE

20–29 O amplificador não-inversor da Figura 20-40 tem um saída de corrente reforçada. Qual o ganho de tensão do circuito? Se o transistor tem um ganho de corrente de 100, qual a corrente de saída em curto-circuito?

20–30 Qual o ganho de tensão na Figura 20-41? Se os transistores têm um ganho de corrente de 125, qual a corrente de saída em curto-circuito?

Figura 20–40

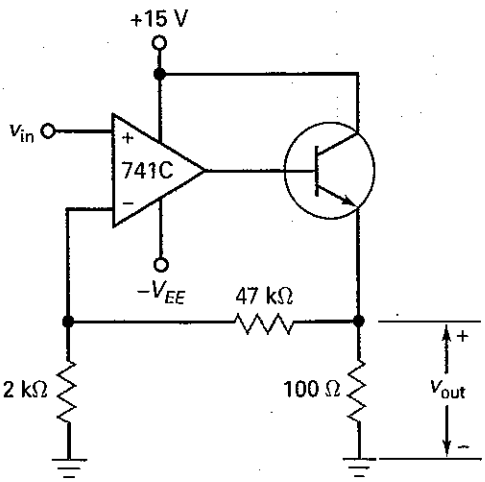
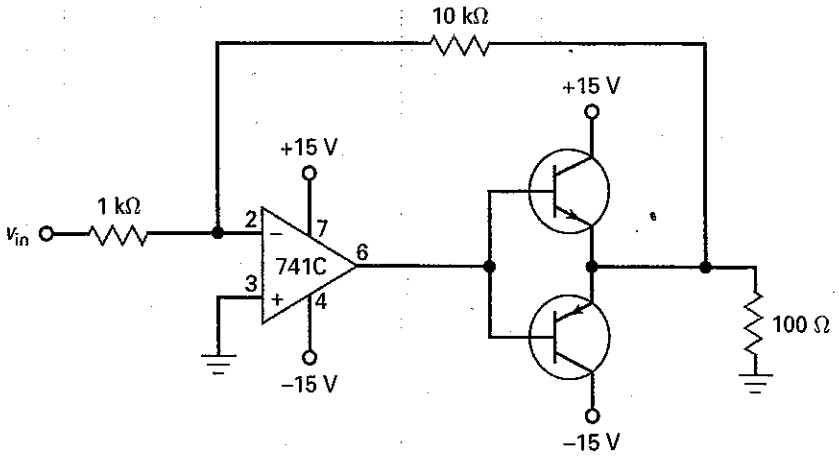


Figura 20–41



SEÇÃO 20–8 FONTES DE CORRENTE CONTROLADAS POR TENSÃO

20–31 Qual a corrente de carga na Figura 20-42*a*? Qual a máxima resistência de carga que pode ser usada sem a saturação do amp-op?

20–32 Calcule a corrente de saída na Figura 20-42*b*. Além disso, calcule o valor máximo da resistência de carga.

20–33 Se $R = 10$ kΩ e $V_{cc} = 15$ V na fonte de corrente controlada por tensão da Figura 20-30, qual a corrente de saída quando a tensão de entrada for 3 V? Qual a máxima resistência de carga?

20–34 A fonte de corrente Howland da Figura 20-31 tem R = 2 kΩ e $R_L = 500$ Ω. Qual a corrente de saída quando a tensão de entrada for 6 V? Qual a máxima resistência de carga que pode ser usada com esse circuito se a tensão de entrada nunca for maior que 7,5 V? (Use tensões de alimentação de ±15V.)

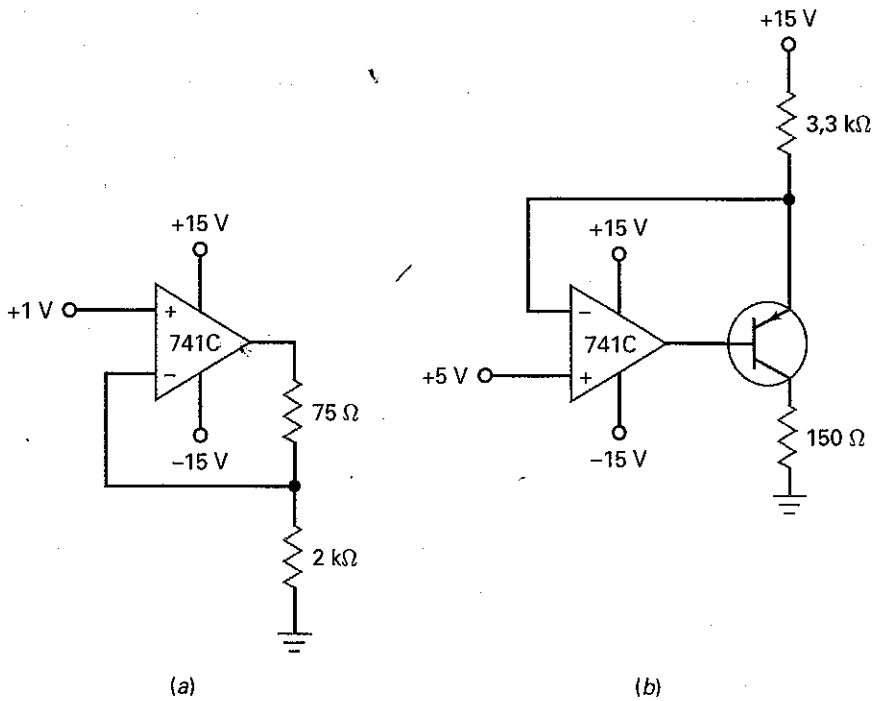
SEÇÃO 20–9 CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO

20–35 No circuito AGC da Figura 20-32, $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 100$ kΩ, $R_4 = 10$ kΩ. Se r_{ds} pode variar de 200 Ω a 1 MΩ, qual o ganho de tensão mínimo do circuito? E o máximo?

20–36 No circuito AGC de baixo nível da Figura 20-33, $R_1 = 5{,}1$ kΩ, $R_2 = 51$ kΩ, $R_5 = 68$ kΩ e $R_6 = 1$ kΩ. Se r_{ds} pode variar de 120 Ω a 5 MΩ, qual o ganho de tensão mínimo do circuito? E o máximo?

20–37 No circuito AGC de alto nível da Figura 20-34, $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ, $R_5 = 75$ kΩ e $R_6 = 1{,}2$ kΩ. Se R_7 pode variar de 180 Ω a 10 MΩ, qual o ganho de tensão mínimo do circuito? E o máximo?

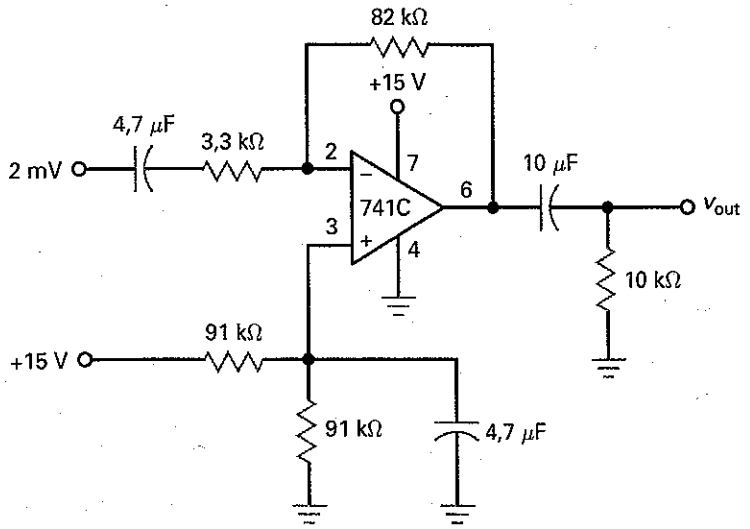
Figura 20–42



20–38 Qual o ganho de tensão no amplificador inversor com alimentação simples da Figura 20-43? Quais as três freqüências de corte inferior?

20–39 No amplificador não-inversor com fonte de alimentação simples da Figura 20-36, $R = 68\ k\Omega$, $R_1 = 1{,}5\ k\Omega$, $R_2 = 15\ k\Omega$, $R_L = 15\ k\Omega$, $C_1 = 1\ \mu F$, $C_2 = 2{,}2\ \mu F$ e $C_3 = 3{,}3\ \mu F$. Qual o ganho de tensão? Quais as três freqüências de corte inferior?

Figura 20–43



Raciocínio Crítico

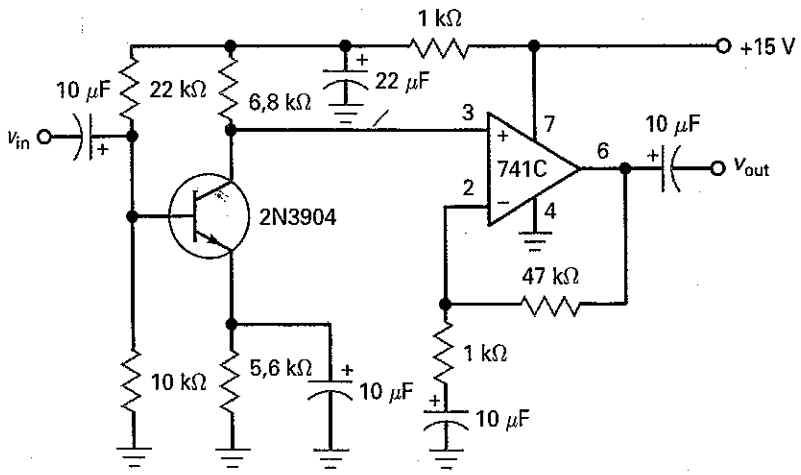
20–40 Quando ocorre a comutação entre as posições da chave na Figura 20-8, há um breve período de tempo quando a chave está temporariamente aberta. Qual a tensão de saída nesse momento? O que você sugere para evitar que isso aconteça?

20–41 Um amplificador inversor tem $R_1 = 1\ k\Omega$ e $R_f = 100\ k\Omega$. Se essas resistências têm tolerâncias de $\pm 1\%$, qual o ganho de tensão máximo e mínimo possíveis?

20–42 Qual o ganho de tensão na banda média do circuito mostrado na Figura 20-44?

20–43 Os transistores da Figura 20-41 têm $\beta_{cc} = 50$. Se a tensão de entrada for 0,5 V, qual a corrente de base no transistor em condução?

Figura 20–44



Análise de Defeito

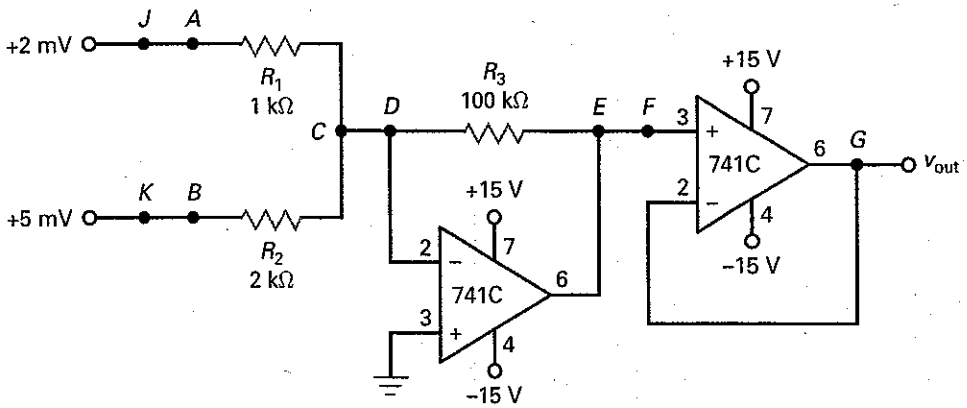
MultiSim Use a Figura 20-45 para os problemas restantes. Qualquer resistor pode ser aberto ou curto-circuitado. Além disso, os fios de conexão CD, EF, JA ou KB podem ser abertos. Os valores de tensão estão em milivolts, exceto nos casos em que houver indicação em contrário.

20–44 Determine os defeitos *T*1 a *T*3.

20–45 Determine os defeitos *T*4 a *T*6.

20–46 Determine os defeitos *T*7 a *T*10.

Figura 20–45



(*a*)

Análise de defeito

Defeito	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G
OK	2	5	0	0	450	450	450
*T*1	2	5	0	0	450	0	0
*T*2	2	5	0	0	200	200	200
*T*3	2	5	2	2	−13,5 V	−13,5 V	−13,5 V
*T*4	2	0	0	0	200	200	200
*T*5	2	5	3	0	0	0	0
*T*6	0	5	0	0	250	250	250
*T*7	2	5	3	3	−13,5 V	−13,5 V	−13,5 V
*T*8	2	5	0	0	250	250	250
*T*9	2	5	0	0	0	0	0
*T*10	2	5	5	5	−13,5 V	−13,5 V	−13,5 V

(*b*)

Questões de Entrevista

1. Desenhe o diagrama esquemático de um amplificador inversor com acoplamento ca e com um ganho de tensão de 100. Discuta a teoria de operação dele.
2. Desenhe o diagrama esquemático de um amplificador diferencial implementado com amp-op. Quais são os fatores que determinam o CMRR?

3. Desenhe o diagrama esquemático do amplificador de instrumentação clássico de três amp-ops. Diga qual a ação do primeiro estágio nos sinais diferencial e de modo comum.
4. Por que o amplificador de instrumentação tem mais de um estágio?
5. Considere que você tenha projetado um circuito amp-op simples para uma aplicação em particular. Durante o teste inicial, ao tocar o encapsulamento do amp-op, você identifica que ele está muito quente. Considerando que o circuito foi montado corretamente, qual o problema mais provável e o que você pode fazer para corrigi-lo?
6. Explique como um amplificador inversor é usado em um circuito de uma ponta de prova (X10 e X) de alta impedância.
7. Na Figura 2-1, por que a ponta de prova vê um circuito de alta impedância? Explique como o ganho de tensão é calculado em cada posição da chave.
8. O que pode ser dito a respeito da saída analógica de um conversor D/A quando comparada com a entrada digital?
9. Você deseja construir um circuito amp-op portátil que funciona com uma única bateria de 9 V usando um 741C. De que forma você pode fazer isso? Como você modificaria esse circuito se uma resposta cc fosse necessária?
10. Como você aumentaria a corrente de saída de um amp-op?
11. Por que não é necessário nenhum resistor ou diodo de polarização no circuito da Figura 20-27?
12. Quando se trabalha com amp-ops, ouve-se freqüentemente o termo trilho, como em *amplificador trilho a trilho*. Esse termo se refere a quê?
13. Um 741 pode operar com uma fonte de alimentação simples? Em caso afirmativo, discuta o que seria necessário para um amplificador inversor.

Respostas – Atividades para o Estudante

1. b	9. d	17. d
2. b	10. a	18. d
3. a	11. b	19. b
4. c	12. c	20. a
5. c	13. d	21. d
6. b	14. c	22. b
7. b	15. b	23. c
8. d	16. c	24. a

Respostas dos Problemas Práticos

20-2 $R_2 = 60\,k\Omega$

20-3 $N = 7{,}5$; $nR = 1{,}154\,k\Omega$

20-4 $A_v = 51$; $A_{v(CM)} = 0{,}002$; $V_{out} = -510\,mV$; $V_{out(CM)} = \pm 20\,mV$

20-5 $A_{v1} = -1$; $A_{v2} = -05$; $A_{v3} = -1{,}06$; $A_{v4} = -0{,}798$

20-6 maior $V_{out} = -9{,}375\,V$; menor $V_{out} = -0{,}625\,V$

20-7 $A_v = -27$; $z_{out(CL)} = 0{,}021\,\Omega$; $I_{máx} = 2{,}5\,A$

20-8 $i_{out} = 0{,}5\,mA$; $R_{L(máx)} = 1\,k\Omega$

20-9 $i_{out} = -0{,}3\,mA$; $R_{L(máx)} = 1{,}25\,k\Omega$

20-10 $r_{ds} = 2{,}13\,k\Omega$

capítulo 21

Filtros Ativos

Quase todos os sistemas de comunicação usam filtros. Um filtro permite a passagem de uma faixa de freqüências enquanto rejeita outra. Um filtro pode ser passivo ou ativo. Os **filtros passivos** são construídos com resistores, capacitores e indutores. Eles são em geral usados acima de 1 MHz, não têm ganho de potência e são relativamente difíceis de serem sintonizados. Os **filtros ativos** são construídos com resistores capacitores e amp-ops. Eles são úteis abaixo de 1 MHz, têm ganho de potência e são fáceis de serem sintonizados. Os filtros podem separar os sinais desejados dos indesejados, bloquear sinais de interferência, melhorar sinais de voz e vídeo e modificar sinais.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Discutir a resposta em freqüência dos cinco filtros básicos.
- Descrever a diferença entre filtros passivo e ativo.
- Determinar a diferença entre a resposta ideal e a aproximada de um filtro.
- Explicar a terminologia dos filtros, incluindo os termos passa-faixa, rejeita-faixa, corte, fator *Q*, ondulação e ordem.
- Determinar a ordem de filtros passivos e ativos.
- Discutir os motivos por que os estágios dos filtros são algumas vezes conectados em cascata e descrever os resultados.

Resumo do Capítulo

21-1 Respostas Ideais

21-2 Respostas Aproximadas

21-3 Filtros Passivos

21-4 Estágios de Primeira Ordem

21-5 Filtros Passa-Baixas VCVS de Segunda Ordem e Ganho Unitário

21-6 Filtros de Ordem Maior

21-7 Filtros Passa-Baixas VCVS de Componentes Iguais

21-8 Filtros Passa-Altas VCVS

21-9 Filtros Passa-Faixa MFB

21-10 Filtros Rejeita-Faixa

21-11 Filtros Passa-Todas

21-12 Filtros Biquadrático e de Variável de Estado

Vocabulário

aproximação
aproximação de Bessel
aproximação de Butterworth
aproximação de Chebyshev
aproximação elíptica
atenuação
banda de corte
Chebyshev inverso
deslocador de fase linear
equalizador de atraso
fator de amortecimento
fator de escala de freqüência (FSF)
filtro biquadrático passa-faixa/passa-baixas
filtro de banda estreita
filtro de banda larga
filtro de variável de estado
filtro *notch Sallen-key* de segunda ordem
filtro passa-altas
filtro passa-baixas
filtro passa-faixa
filtro passa-todas
filtros passivos
filtro rejeita-faixa
filtro *Sallen-key* de componentes iguais
filtro *Sallen-key* passa-baixas
filtros ativos
freqüência de borda
freqüência de pólo (f_p)
média geométrica
monotônico
realimentação múltipla (MFB)
ordem de um filtro
passa-faixa
pólos
predistorção
transição

21-1 Respostas Ideais

Este capítulo apresenta uma análise abrangente de uma variedade de filtros passivos e ativos. A terminologia de filtros básicos e os estágios de primeira ordem são abordados até a Seção 21-4. A partir da Seção 21-5 é apresentada uma análise mais detalhada de filtros de ordem maior.

A *resposta em freqüência de um filtro* é o gráfico do ganho de tensão dele *versus* a freqüência. Existem cinco tipos de filtros: *passa-baixas, passa-altas, passa-faixa, rejeita-faixa* e *passa-todas* (filtro deslocador de fase). Esta seção discute a resposta em freqüência ideal de cada um. A próxima seção descreve as aproximações para essas respostas ideais.

Filtro Passa-Baixas

A Figura 21-1 mostra a resposta em freqüência ideal de um **filtro passa-baixas**. Essa resposta é denominado *resposta ideal* porque a borda da direita do retângulo é vertical. Um filtro passa-baixas permite a passagem de todas as freqüências desde zero até a freqüência de corte e bloqueia todas as freqüências acima da freqüência de corte.

Com um filtro passa-baixas, as freqüências entre zero e a freqüência de corte são denominadas **banda de passagem**. As freqüências acima da freqüência de corte são denominadas **banda de corte**. A região de decaimento entre a banda de passagem e a banda de corte é denominada **transição**. Um filtro passa-baixas ideal tem uma *atenuação* (perda de sinal) nula na banda de passagem, uma atenuação infinita na banda de corte e uma transição vertical.

Mais um detalhe: o filtro passa-baixas ideal tem um deslocamento de fase nulo para todas as freqüências na banda de passagem. Um deslocamento de fase nulo é importante quando o sinal de entrada não é senoidal. Quando um filtro tem um deslocamento de fase nulo, o formato do sinal não-senoidal é preservado à medida que passa no filtro ideal. Por exemplo, se o sinal de entrada for uma onda quadrada, ele terá uma freqüência fundamental e harmônicos. Se a freqüência fundamental e todos os harmônicos significativos (aproximadamente os 10 primeiros) estiverem dentro da banda de passagem, a onda quadrada terá aproximadamente o mesmo formato na saída.

Filtro Passa-Altas

A Figura 21-2 mostra a resposta em freqüência ideal de um **filtro passa-altas**. Um filtro passa-altas bloqueia todas as freqüências desde zero até a freqüência de corte e permite a passagem de todas as freqüências acima da freqüência de corte.

Com um filtro passa-altas, as freqüências entre zero e a freqüência de corte estão na banda de corte. As freqüências acima da freqüência de corte estão na banda de passagem. Um filtro passa-altas ideal tem uma atenuação infinita na banda de corte, uma atenuação nula na banda de passagem e uma transição vertical.

Figura 21-1 Resposta de um filtro passa-baixas ideal.

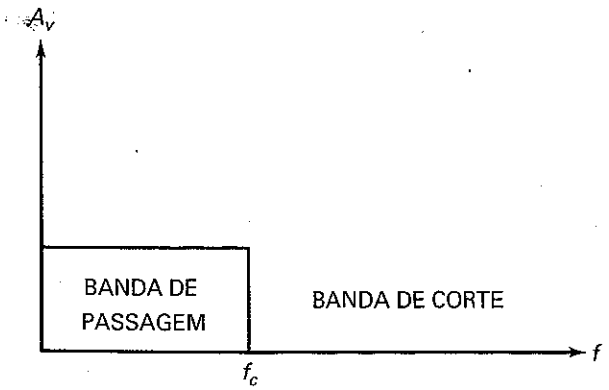
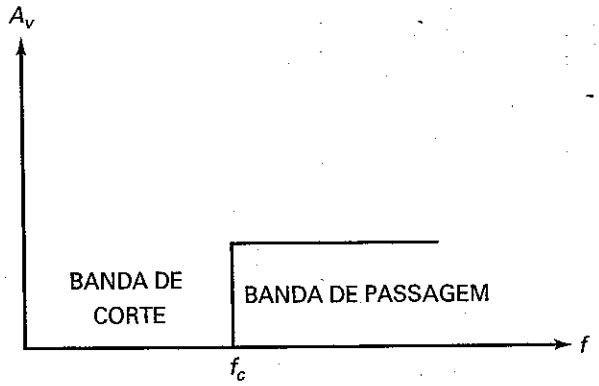


Figura 21-2 Resposta de um filtro passa-altas ideal.



Filtro Passa-Faixa

Um filtro passa-faixa é útil quando desejamos sintonizar um sinal de rádio ou televisão. Ele também é útil em equipamentos de comunicação telefônica para separação das diferentes conversações telefônicas transmitidas simultaneamente ao longo do mesmo meio de comunicação.

A Figura 21-3 mostra a resposta em freqüência ideal de um filtro passa-faixa. Uma resposta ideal como essa bloqueia todas as freqüências desde zero até a freqüência de corte inferior. Esse filtro permite a passagem de todas as freqüências entre as freqüências de corte inferior e superior. Finalmente, ele bloqueia todas as freqüências acima da freqüência de corte superior.

Num filtro passa-faixa, essa banda representa todas as freqüências entre as freqüências de corte inferior e superior. As freqüências abaixo da freqüência de corte inferior e acima da freqüência de corte superior estão na banda de corte. Um filtro passa-faixa ideal tem atenuação nula na banda de passagem, uma atenuação infinita na banda de corte e duas transições verticais.

A *largura de banda* (*BW – bandwidth*) de um filtro passa-faixa é a diferença entre as freqüências de 3 dB de corte superior e inferior:

$$\mathbf{BW} = f_2 - f_1 \qquad \textbf{(21-1)}$$

Por exemplo, se as freqüências de corte são 450 kHz e 460 kHz, a largura de banda é:

$$\text{BW} = 460\ \text{kHz} - 450\ \text{kHz} = 10\ \text{kHz}$$

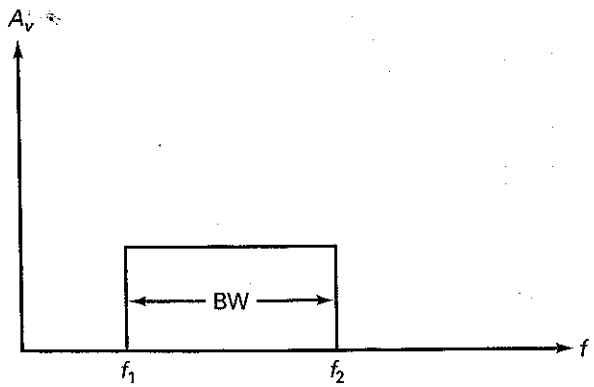
Como um outro exemplo, se as freqüências de corte são 300 Hz e 3300 Hz, a largura de banda é:

$$\text{BW} = 3300\ \text{Hz} - 300\ \text{Hz} = 3000\ \text{Hz}$$

É BOM SABER

Os filtros passa-baixas e passa-altas passivos podem ser combinados para se obter tanto o filtro passa-faixa quanto rejeita-faixa.

Figura 21-3 Resposta de um filtro passa-faixa ideal.



A freqüência central é simbolizada por f_0 e é dada pela **média geométrica** entre as duas freqüências de corte:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \tag{21-2}$$

Por exemplo, as companhias telefônicas usam um filtro passa-faixa com freqüências de corte de 300 Hz e 3300 Hz para separar as conversações telefônicas. A freqüência central desse filtro é:

$$f_0 = \sqrt{(300\text{ Hz})(3300\text{ Hz})} = 995\text{ Hz}$$

Para evitar interferência entre diferentes conversações telefônicas, os filtros passa-faixa têm respostas que se aproximam de uma resposta ideal, mostrada na Figura 21-3.

O fator Q de um filtro passa-faixa é definido como a freqüência central dividida pela largura de banda:

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}} \tag{21-3}$$

Por exemplo, se $f_0 = 200$ kHz e BW = 40 kHz, então $Q = 5$.

Quando o fator Q for maior que 10, a freqüência central pode ser aproximada de uma média aritmética entre as freqüências de corte:

$$f_0 \cong \frac{f_1 + f_2}{2}$$

Por exemplo, em um receptor de rádio as freqüências de corte de um filtro passa-faixa (um estágio de FI) são 450 kHz e 460 kHz. A freqüência central é aproximadamente:

$$f_0 \cong \frac{450\text{ kHz} + 460\text{ kHz}}{2} = 455\text{ kHz}$$

Se Q for menor que 1, o filtro passa-faixa é chamado de **filtro de banda larga**, se Q for maior que 1, o filtro é denominado **filtro de banda estreita**. Por exemplo, um filtro com freqüências de corte de 95 kHz e 105 kHz tem uma largura de banda de 10 kHz. Esse é um filtro de banda estreita porque o fator Q é aproximadamente 10. Um filtro com freqüências de corte de 300 Hz e 3300 Hz tem uma freqüência central de aproximadamente 1000 Hz e uma largura de banda de 3000 Hz. Esse é um filtro de banda larga porque o fator Q é aproximadamente 0,333.

Filtro Rejeita-Faixa

A Figura 21-4 mostra a resposta em freqüência ideal de um **filtro rejeita-faixa** (filtro de banda de corte). Este tipo de filtro permite a passagem de todas as freqüências desde zero até a freqüência de corte inferior. Em seguida, bloqueia todas as freqüências entre as freqüências de corte inferior e superior. Finalmente, permite a passagem de todas as freqüências acima da freqüência de corte superior.

Figura 21-4 Resposta de um filtro rejeita-faixa ideal.

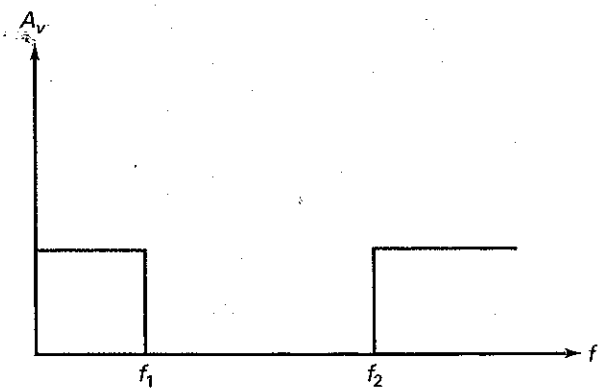
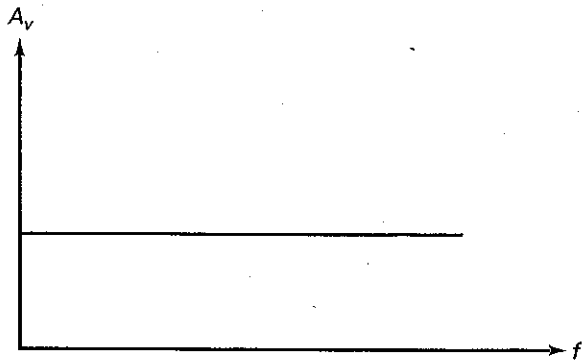


Figura 21-5 Resposta de um filtro passa-todas ideal.



Com um filtro rejeita-faixa, a banda de corte corresponde a todas as freqüências entre as freqüências de corte inferior e superior. As freqüências abaixo da freqüência de corte inferior e acima da freqüência de corte superior correspondem à banda de passagem. Um filtro rejeita-faixa ideal tem uma atenuação infinita na banda de corte, nenhuma atenuação na banda de passagem e duas transições verticais.

As definições para largura de banda, banda estreita e freqüência central são as mesmas que as apresentadas antes. Em outras palavras, com um filtro rejeita-faixa, usamos as Equações (21-1) a (21-3) para calcular BW, f_0 e Q. A propósito, o filtro rejeita-faixa é algumas vezes denominado filtro *notch** porque ele rejeita ou remove todas as freqüências na banda de corte.

Filtro Passa-Todas

A Figura 21-5 mostra a resposta em freqüência de um **filtro passa-todas** ideal. Ele tem uma banda de passagem e nenhuma banda de corte. Por isso, permite a passagem de todas as freqüências de zero até a freqüência infinita. Ele não se parece com o que chamamos de filtro, visto que apresenta atenuação zero para todas as freqüências. A razão de ser denominado filtro é por causa do efeito na *fase* do sinal que passa por ele. O filtro passa-todas é útil quando queremos produzir certo deslocamento de fase no sinal filtrado sem alterar a amplitude dele.

A *resposta de fase de um filtro* é definida como o gráfico do deslocamento de fase *versus* a freqüência. Conforme mencionado, o filtro passa-baixas ideal tem uma resposta de fase de 0° em todas as freqüências. Por isso, um sinal de entrada não-senoidal tem o mesmo formato após passar pelo filtro passa-baixas ideal, desde que sua freqüência fundamental e todos os harmônicos significativos estejam na banda de passagem.

A resposta de fase de um filtro passa-todas é diferente da resposta do filtro passa-baixas ideal. Com um filtro passa-todas cada freqüência distinta pode sofrer certo deslocamento ao passar pelo filtro. Por exemplo, o deslocador de fase discutido na Seção 20-3 foi um circuito amp-op não-inversor com atenuação zero em todas as freqüências, mas com um ângulo de fase entre 0 e –180°. O deslocador de fase é um exemplo simples de um filtro passa-todas. Em seções posteriores, discutiremos filtros passa-todas mais complicados que podem produzir grandes deslocamentos de fase.

21-2 Respostas Aproximadas

As respostas ideais discutidas na seção anterior são impossíveis de serem realizadas com circuitos práticos, mas existem cinco aproximações padrão usadas como

*N.T.: Nome dado a um filtro que tem uma resposta em freqüência que apresenta uma fenda (*notch*) indicando uma rejeição de uma faixa bastante estreita de freqüência.

aproximações para respostas ideais. Cada uma dessas aproximações oferece vantagens que as outras não têm. A aproximação escolhida pelo projetista depende do que é aceitável para a aplicação.

Atenuação

Atenuação se refere a uma perda de sinal. Com uma tensão de entrada constante, a atenuação é definida como a tensão de saída para qualquer freqüência dividida pela tensão de saída na banda média:

$$\textbf{Atenuação} = \frac{v_{out}}{v_{out(méd)}} \qquad \textbf{(21-3a)}$$

Por exemplo, se a tensão de saída for 1 V na mesma freqüência e a tensão de saída na banda média for 2 V, então:

$$\text{Atenuação} = \frac{1\text{V}}{2\text{V}} = 0{,}5$$

A atenuação é normalmente expressa em decibéis usando essa equação:

$$\textbf{Atenuação em decibel} = \textbf{20 log atenuação} \qquad \textbf{(21-3b)}$$

Para uma atenuação de 0,5, a atenuação em decibel é:

$$\text{Atenuação em decibel} = -20 \log 0{,}5 = 6 \text{ dB}$$

Devido ao sinal negativo, a atenuação em decibel sempre é um número positivo. A atenuação em decibel usa a tensão de saída na banda média como referência. Basicamente, estamos comparando a tensão de saída numa freqüência qualquer com a tensão de saída na banda média do filtro. Como a atenuação é quase sempre expressa em decibéis, usamos o termo *atenuação* para significar atenuação em decibel.

Por exemplo, uma atenuação de 3 dB significa que a tensão de saída é 0,707 do seu valor na banda média. Uma atenuação de 6 dB significa que a tensão de saída é 0,5 do seu valor na banda média. Uma atenuação de 12 dB significa que a tensão de saída é 0,1 do seu valor na banda média.

Atenuação na Banda de Passagem e na Banda de corte

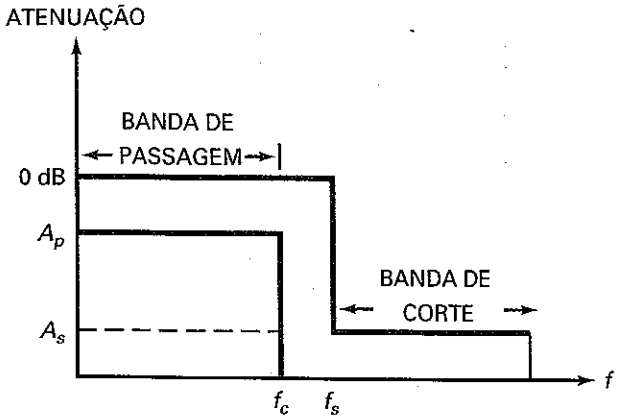
Na análise e projeto de filtros, o filtro passa-baixas é uma *configuração*, um circuito básico que pode ser modificado para se obter outros circuitos. Tipicamente, qualquer problema de filtro é convertido em um problema de filtro passa-baixas equivalente e resolvido dessa maneira; a solução é convertida de volta para o tipo de filtro original. Por essa razão, nossa discussão será focada no filtro passa-baixas e estendida para outros filtros.

Uma atenuação nula na banda de passagem, uma atenuação infinita na banda de corte e transições verticais são irreais. Para construir um filtro passa-baixas prático, as três regiões são aproximadas como mostra a Figura 21-6. A banda de passagem é definida para as freqüências entre zero e f_c. A banda de corte corresponde a todas as freqüências acima de f_s. A região de transição está entre f_c e f_s.

Conforme mostra a Figura 21-6, a banda de passagem não apresenta mais atenuação nula. Em vez disso, permitimos uma atenuação entre 0 e A_p. Por exemplo, em algumas aplicações a banda de passagem pode ter um $A_p = 0{,}5$ dB. Isso significa que estamos sendo transigentes com a resposta ideal permitir uma atenuação no sinal de até 0,5 dB em qualquer ponto da banda de passagem.

De forma similar, a banda de corte não tem mais uma atenuação infinita. Em vez disso, permitimos uma atenuação em qualquer ponto da banda de passagem

Figura 21–6 Resposta de um filtro passa-baixas real.



entre A_s e infinito. Por exemplo, em algumas aplicações, A_s = 60 dB pode ser adequado. Isso significa que estamos aceitando uma atenuação de 60 dB ou mais em qualquer ponto da banda de corte.

Na Figura 21-6, a região de transição não é mais vertical. Em vez disso, aceitamos um decaimento não vertical. A taxa de decaimento é determinada pelos valores de f_c, f_s, A_p e A_s. Por exemplo, se f_c = 1 kHz, f_s = 2 kHz, A_p = 0,5 dB e A_s = 60 dB, o decaimento necessário é aproximadamente de 60 dB por oitava.

As cinco aproximações que estamos discutindo são um compromisso entre as características da banda de passagem, banda de corte e região de transição. As aproximações podem otimizar a resposta plana na banda de passagem, ou a taxa de decaimento ou ainda o deslocamento de fase.

Uma última questão: a maior freqüência na banda de passagem de um filtro passa-baixas é denominada *freqüência de corte* (f_c). Essa freqüência também é conhecida como **freqüência de borda** porque ela está na borda da banda de passagem. Em alguns filtros a atenuação na freqüência de borda é menor que 3 dB. Por essa razão, usaremos f_{3dB} para a freqüência quando a atenuação for abaixo de 3 dB e f_c para a freqüência de borda, que pode ter uma atenuação diferente.

Ordem do Filtro

A **ordem de um filtro passivo** (simbolizada por n) é igual ao número de indutores e capacitores no filtro. Se um filtro passivo tem dois indutores e dois capacitores, $n = 4$. Se um filtro passivo tem cinco indutores e cinco capacitores, $n = 10$. Portanto, a ordem nos informa a complexidade do filtro. Quanto maior a ordem, mais complexo é o filtro.

A **ordem de um filtro ativo** depende do número de circuitos *RC* (denominados **pólos**) que ele contém. Se um filtro ativo contém oito circuitos *RC*, $n = 8$. Contar os circuitos *RC* individuais em um filtro ativo é geralmente difícil. Portanto, usaremos um método simples para determinar a ordem de um filtro ativo:

$$n \cong \text{nº de capacitores} \qquad (21\text{-}4)$$

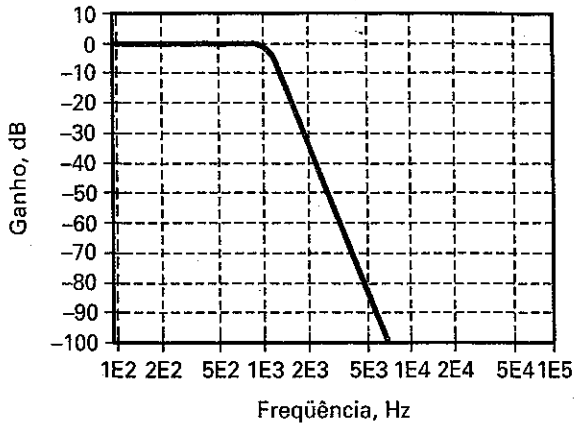
Por exemplo, se um filtro ativo contém 12 capacitores, ele tem uma ordem de 12.

Tenha em mente que a Equação (21-4) é uma diretriz. Como estamos contando capacitores em vez de circuitos *RC*, exceções podem ocorrer. Fora as exceções ocasionais, a Equação (21-4) nos dá uma forma fácil e rápida de determinar a ordem ou o número de pólos em um filtro ativo.

Aproximação Butterworth

A **aproximação Butterworth** é algumas vezes chamada de *aproximação maximamente plana* porque a atenuação na banda de passagem é zero na maior parte da

Figura 21–7 Resposta de um filtro passa-baixas Butterworth.



banda de passagem e diminui gradualmente para A_p na borda da banda de passagem. Bem acima da freqüência de borda, a resposta decai a uma taxa de aproximadamente $20n$ dB por década, onde n é a ordem do filtro:

$$\textbf{Decaimento} = 20n \quad \textbf{dB/década} \tag{21-4a}$$

Um decaimento equivalente em termos de oitava é:

$$\textbf{Decaimento} = 6n \quad \textbf{dB/oitava} \tag{21-4b}$$

Por exemplo, um filtro Butterworth de primeira ordem decai a uma taxa de 20 dB por década, ou 6 dB por oitava; um filtro de quarta ordem decai a uma taxa de 80 dB por década, ou 24 dB por oitava; um filtro de nona ordem decai a uma taxa de 180 dB por década, ou 54 dB por oitava e assim por diante.

A Figura 21-7 mostra a resposta de um filtro passa-baixas Butterworth com as seguintes especificações: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB e $f_c = 1$ kHz. Essas especificações nos informam que o filtro é de sexta ordem ou de 6 pólos com atenuação na banda de passagem de 2,5 dB e uma freqüência de borda de 1 kHz. Os números ao longo do eixo da freqüência na Figura 21-7 são abreviados como mostrado a seguir: 2E3 $= 2 \times 10^3 = 2000$. (*Nota*: *E* significa expoente.)

Observe quanto a resposta é plana na banda de passagem. A principal vantagem de um filtro Butterworth é a resposta plana na banda de passagem. A principal desvantagem é o decaimento relativamente lento comparado com as outras aproximações.

Aproximação Chebyshev

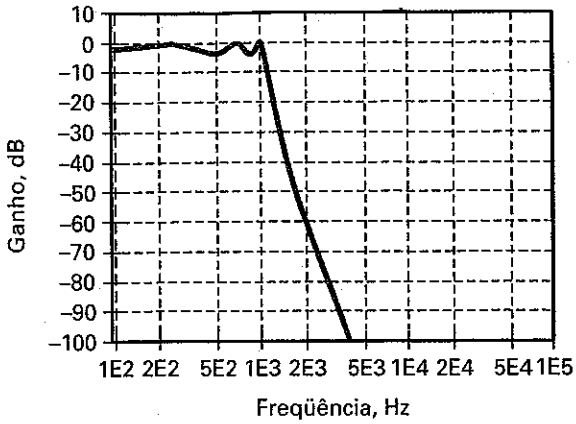
Em algumas aplicações, uma resposta plana na banda de passagem não é importante. Nesse caso, uma **aproximação Chebyshev** pode ser escolhida porque o seu decaimento é mais rápido na região de transição que o do filtro Butterworth. O preço pago por esse decaimento mais rápido é uma ondulação (*ripple*) que aparece na banda de passagem visualizada na resposta em freqüência.

A Figura 21-8*a* mostra a resposta de um filtro passa-baixas Chebyshev com as seguintes especificações: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB e $f_c = 1$ kHz. Essas são as mesmas especificações que as do filtro Butterworth anterior. Quando comparamos a Figura 21-7 com a Figura 21-8*a*, podemos ver que um filtro Chebyshev de mesma ordem tem um decaimento mais rápido na região de transição. Por isso, a atenuação com um filtro Chebyshev é sempre maior que a atenuação de um filtro Butterworth de mesma ordem.

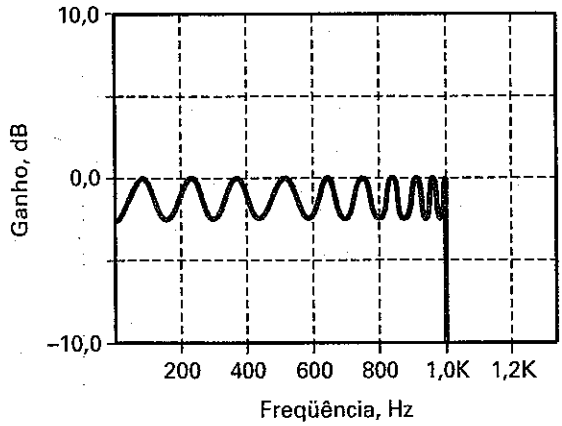
O número de ondulações na banda de passagem de um filtro passa-baixas Chebyshev é igual à metade da ordem do filtro:

$$\textbf{Nº de ondulações} = \frac{n}{2} \tag{21-5}$$

Figura 21-8 (*a*) Resposta de um filtro passa-baixas Chebyshev; (*b*) vista ampliada das ondulações na banda de passagem.



(*a*)



(*b*)

Se um filtro tem ordem 10, ele terá 5 ondulações na banda de passagem; se um filtro tem ordem 15, ele terá 7,5 ondulações. A Figura 21-8*b* mostra uma vista ampliada de uma resposta Chebyschev para um filtro de ordem 20. Ele tem 10 ondulações na banda de passagem.

Na Figura 21-8*b*, as ondulações têm o mesmo valor de pico a pico. Por isso a aproximação Chebyshev é algumas vezes denominada *aproximação de ondulações iguais*. Tipicamente, um projetista escolhe uma ondulação com profundidade entre 0,1 a 3 dB, dependendo da necessidade da aplicação.

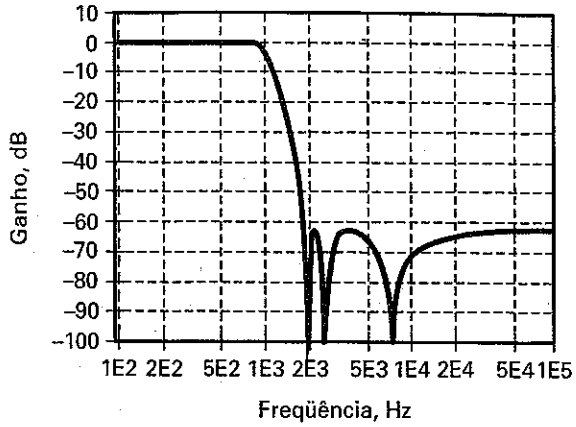
Aproximação Chebyshev Inversa

Em aplicações nas quais é necessária uma resposta plana na banda de passagem, bem como um decaimento rápido, um projetista pode usar a **aproximação Chebyshev inversa**. Ela tem uma resposta plana na banda de passagem e uma resposta ondulante na banda de corte. A taxa de decaimento na região de transição é comparável à taxa de decaimento de um Filtro Chebyshev.

A Figura 21-9 mostra a resposta de um filtro passa-baixas Chebyshev inverso com as seguintes especificações: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB e $f_c = 1$ kHz. Quando comparamos a Figura 21-9 com as Figuras 21-7 e 21-8*a*, podemos ver que o filtro Chebyshev inverso tem uma banda de passagem plana, um decaimento rápido e uma banda de corte com ondulações.

Monotônico significa que a banda de corte não possui ondulações. Com as aproximações discutidas até aqui, os filtros Butterworth e Chebyshev têm bandas de atenuação monotônicas. O filtro Chebyshev tem uma banda de corte com ondulações.

Figura 21–9 Resposta de um filtro passa-baixas Chebyshev inverso.



Quando se especifica um filtro Chebyshev inverso, a atenuação mínima aceitável na banda de corte tem que ser dada porque a banda de corte tem ondulações que podem alcançar esse valor. Por exemplo, na Figura 21-9, o filtro Chebyshev inverso tem uma atenuação na banda de corte de 60 dB. Como podemos ver, as ondulações se aproximam desse nível em diferentes freqüências na banda de corte.

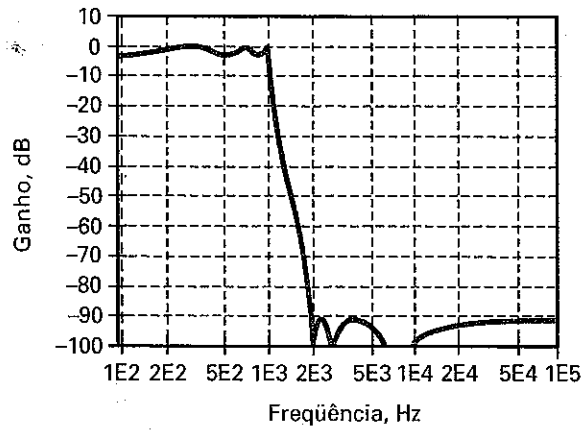
A resposta incomum da banda de corte vista na Figura 21-9 ocorre porque o filtro Chebyshev inverso tem componentes que se mostram com uma resposta como a de um filtro *notch* em certas freqüências na banda de corte. Em outras palavras, existem freqüências na banda de corte para as quais a atenuação se aproxima do infinito.

Aproximação Elíptica

Algumas aplicações necessitam de um decaimento que seja o mais rápido possível na região de transição. Se forem aceitáveis ondulações na banda de passagem e na banda de corte, um projetista pode escolher a **aproximação elíptica**. Também conhecido como *filtro Cauer*, esse filtro otimiza a região de transição à custa da banda de passagem e da banda de corte.

A Figura 21-10 mostra a resposta de um filtro passa-baixas elíptico com as mesmas especificações dos anteriores: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB e $f_c = 1$ kHz. Observe que o filtro elíptico tem uma banda de passagem com ondulações, um decaimento bastante rápido e uma banda de corte com ondulações. Após a freqüência de borda, o decaimento inicial é bastante rápido, decaindo ligeiramente um pouco mais lento na metade da transição para, então, decair mais rapidamente em direção ao final da transição. Dado um conjunto de especificações para qualquer filtro complicado, a aproximação elíptica sempre produzirá o projeto mais eficiente; ou seja, o filtro terá a ordem mais baixa.

Figura 21–10 Resposta de um filtro passa-baixas elíptico.



Por exemplo, suponha que sejam dadas as seguintes especificações: $A_p = 0{,}5$ dB, $f_c = 1$ kHz, $A_s = 60$ dB e $f_s = 1{,}5$ kHz. Eis as ordens necessárias, ou o número de pólos, para cada uma das aproximações: Butterworth (20), Chebyshev (9), Chebyshev inverso (9) e elíptico (6). Em outras palavras, o filtro elíptico requer menos capacitores, o que se traduz em um circuito mais simples.

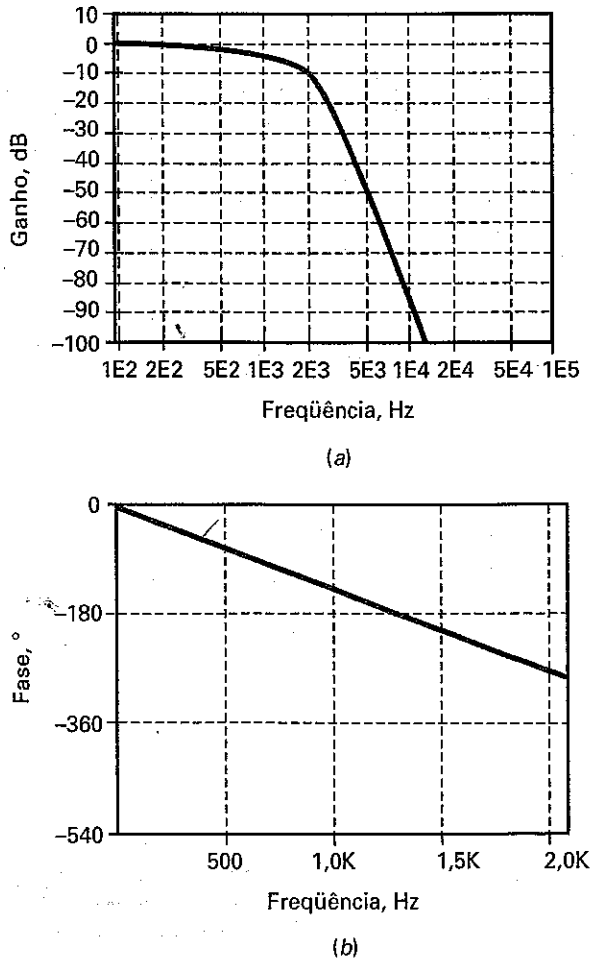
Aproximação Bessel

A **aproximação Bessel** tem uma banda de passagem plana e uma banda de corte monotônica similar à aproximação Butterworth. Entretanto, para um filtro de mesma ordem, o decaimento na região de transição é muito menor com um filtro Bessel que com um filtro Butterworth.

A Figura 21-11*a* mostra a resposta de um filtro passa-baixas Bessel com as mesmas especificações dos anteriores: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB e $f_c = 1$ kHz. Observe que o filtro Bessel tem uma banda de passagem plana, um decaimento relativamente lento e uma banda de corte monotônica. Dado um conjunto de especificações para um filtro complicado, a aproximação Bessel sempre produzirá o decaimento mais lento de todas as aproximações. Em outras palavras: ele tem a maior ordem ou um circuito de maior complexidade dentre todas as aproximações.

Por que a ordem de um filtro Bessel é maior para as mesmas especificações? Porque as aproximações Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso e elíptica são otimizadas apenas na resposta em freqüência. Com essas aproximações, nenhuma atenção é dada ao controle de fase do sinal de saída. Por outro lado, a aproximação Bessel é otimizada para produzir um **deslocamento linear de fase** em relação à

Figura 21–11 (*a*) Resposta em freqüência de um filtro passa-baixas Bessel; (*b*) resposta de fase de um filtro passa-baixas Bessel.



freqüência. Em outras palavras, o filtro Bessel troca um pouco da taxa de decaimento por um deslocamento linear na fase.

Por que a preocupação com o deslocamento linear de fase? Lembre-se da discussão anterior sobre o filtro passa-baixas ideal. Uma das propriedades ideais era o deslocamento de fase de 0°. Isso era desejável porque significa que a forma de um sinal não-senoidal é preservada conforme passa pelo filtro. Com um filtro Bessel, não conseguimos um deslocamento de fase de 0°, mas obtemos uma resposta linear na fase. Essa é uma resposta de fase na qual o deslocamento de fase aumenta linearmente com a freqüência.

A Figura 21-11*b* mostra a resposta de fase de um filtro Bessel com $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB e $f_c = 1$ kHz. Conforme podemos ver, a resposta de fase é linear. O deslocamento de fase é aproximadamente de 14° em 100 Hz, 28° em 200 Hz, 42° em 300 Hz e assim por diante. Essa linearidade existe ao longo de toda a banda de passagem e um pouco além. Em freqüências maiores, a resposta de fase torna-se não-linear, mas isso não importa. O importante é a resposta de fase linear em todas as freqüências na banda de passagem.

O deslocamento linear na fase para todas as freqüências na banda de passagem significa que a freqüência fundamental e os harmônicos de uma entrada não-senoidal terão a fase deslocada de forma linear conforme passam pelo filtro. Por causa disso, a forma do sinal de saída é a mesma que a do sinal de entrada.

A principal vantagem do filtro Bessel é que ele produz a menor distorção em sinais não-senoidais. Uma forma fácil de medir esse tipo de distorção é através da resposta do filtro ao degrau. Isso significa aplicar um degrau de tensão na entrada e observar a saída com um osciloscópio. O filtro Bessel tem a melhor resposta ao degrau dentre todos os filtros.

As Figuras 21-12*a* a 21-12*c* mostram as diferentes respostas ao degrau para um filtro passa-baixas com $A_p = 3$ dB, $f_c = 1$ kHz e $n = 10$. Observe como a resposta ao degrau de um filtro Butterworth (Figura 21-12*a*) apresenta *overshoots* (sobrelevações) no nível final, oscila um par de vezes, para então estabilizar no valor final de 1 V. Uma resposta ao degrau como essa pode ser aceitável em algumas aplicações, mas não é ideal. A resposta ao degrau de um filtro Chebyshev (Figura 21-12*b*) é pior. Ela apresenta *overshoots* e oscila várias vezes antes de estabilizar no seu valor final. Uma resposta ao degrau como essa está longe de uma resposta ideal e não é aceitável em algumas aplicações. A resposta ao degrau do filtro Chebyshev inverso é similar à do filtro Butterworth porque as duas respostas são bastante planas na banda de passagem. A resposta ao degrau do filtro elíptico é similar à do filtro Chebyshev porque as duas respostas apresentam oscilações na banda de passagem.

A Figura 21-12*c* mostra a resposta ao degrau de um filtro Bessel. Ela é quase a reprodução de uma resposta ideal a um degrau de tensão na entrada. O único desvio de um degrau perfeito é o tempo de subida (*rise time*). A resposta ao degrau de um filtro Bessel não tem um *overshoot* notável ou oscilações. Como os dados digitais consistem em degraus positivos e negativos, uma resposta ao degrau "limpa" como a que é mostrada na Figura 21-12*c* é preferível às distorções mostradas nas Figuras 21-12*a* e 21-12*b*. Por essa razão o filtro Bessel pode ser usado em alguns sistemas de comunicações de dados.

Uma resposta linear na fase implica um *atraso de tempo constante*, o que significa que todas as freqüências na banda de passagem são atrasadas pelo mesmo valor de tempo à medida que passam pelo filtro. O valor desse tempo para um sinal que passa através do filtro depende da ordem do filtro. Para todos os filtros, exceto o filtro Bessel, o valor desse tempo varia com a freqüência. Com o filtro Bessel, o atraso de tempo é constante para todas as freqüências na banda de passagem.

Como uma ilustração, a Figura 21-13*a* mostra o atraso de tempo para um filtro elíptico com $A_p = 3$ dB, $f_c = 1$ kHz e $n = 10$. Observe como o atraso de tempo varia com a freqüência. A Figura 21-13*b* mostra o atraso de tempo de um filtro Bessel com as mesmas especificações. Observe como o atraso de tempo é constante através da banda de passagem e além dela. Por isso o filtro Bessel é algumas vezes

Figura 21–12 Respostas ao degrau; (*a*) Butterworth e Chebyshev inverso; (*b*) Chebyshev e elíptico; (*c*) Bessel.

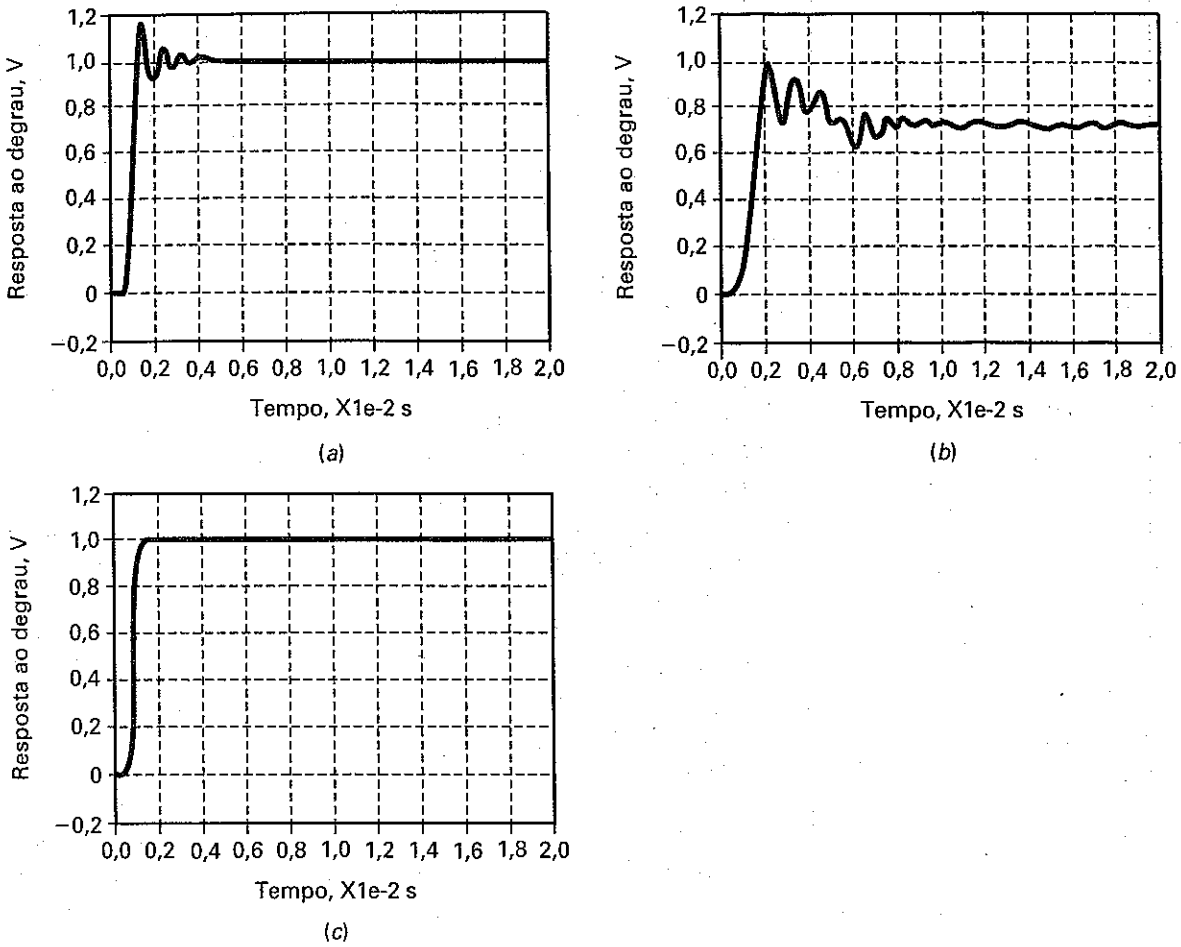
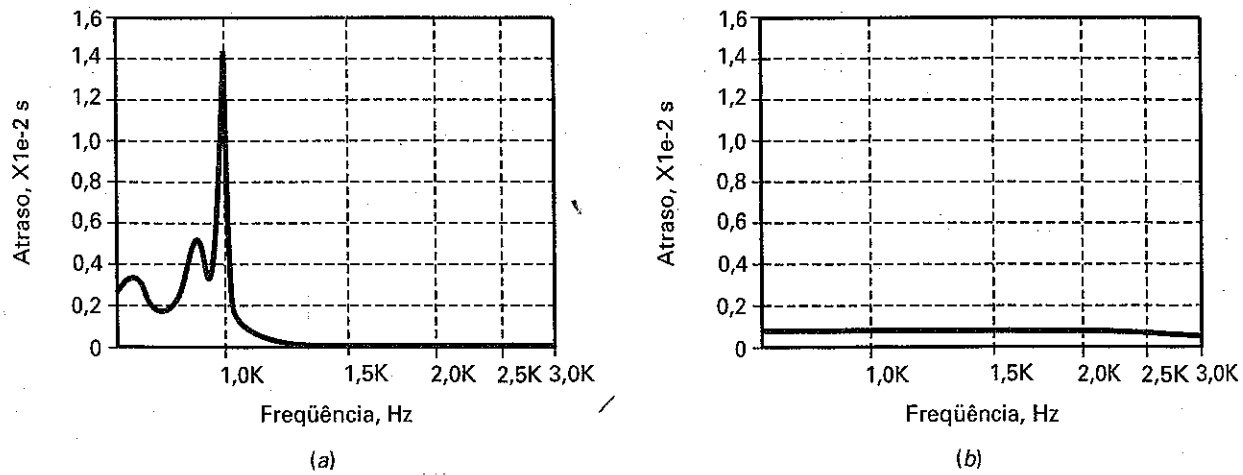


Figura 21–13 Atrasos de tempo; (*a*) Elíptico; (*b*) Bessel.



denominado *filtro de atraso maximamente plano*. Um atraso de tempo constante implica um deslocamento linear na fase e vice-versa.

Decaimento de Diferentes Aproximações

A taxa de decaimento Butterworth é nitidamente resumida pelas Equações (21-4*a*) e (21-4*b*):

Decaimento = $20n$ dB/década
Decaimento = $6n$ dB/oitava

Tabela 21-1	Atenuação para Aproximações de Sexta Ordem	
Tipo	f_c, dB	$2f_c$, dB
Bessel	3	14
Butterworth	3	36
Chebyshev	3	63
Chebyshev inverso	3	63
Elíptico	3	93

As aproximações Chebyshev, Chebyshev inverso e elíptico têm decaimentos rápidos na região de transição, porém a aproximação Bessel tem um decaimento mais lento.

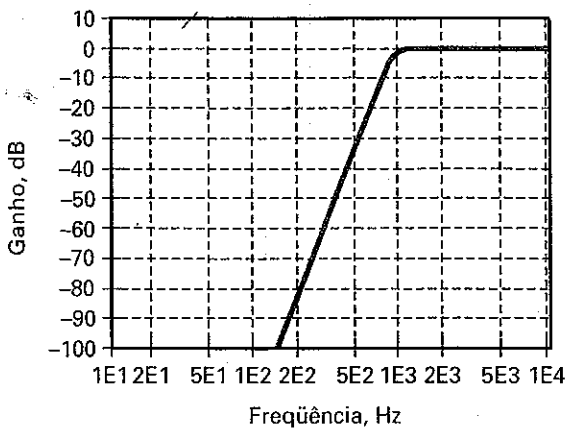
As taxas de decaimento na transição de filtros que não são Butterworth não podem ser resumidas com equações simples porque os decaimentos não são lineares e dependem da ordem do filtro, da amplitude das ondulações e de outros fatores. Embora não possamos escrever equações para esses decaimentos não-lineares, podemos comparar as diferentes taxas de decaimento na região de transição como a seguir.

A Tabela 21-1 mostra a atenuação para $n = 6$ e $A_p = 3$ dB. Os filtros foram ordenados pelas suas atenuações uma oitava acima da freqüência de borda. O filtro Bessel tem o decaimento mais lento, com o filtro Butterworth vindo em seguida e assim por diante. Todos os filtros com banda de passagem ou banda de corte com ondulações têm taxas de decaimento maiores nas transições que os filtros Bessel e Butterworth, os quais não apresentam ondulações em suas respostas em freqüência.

Outros Tipos de Filtros

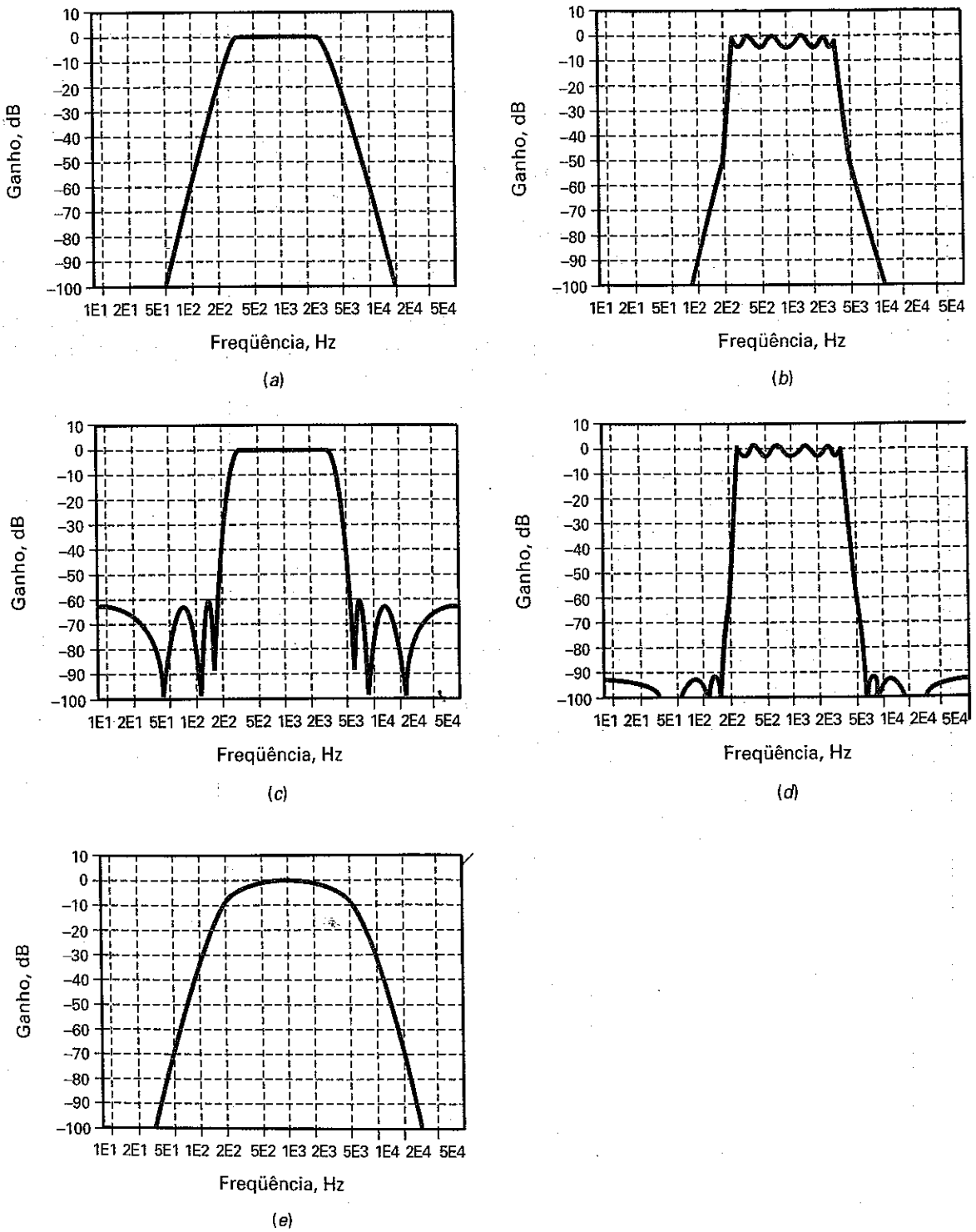
A maioria das discussões anteriores se aplicam aos filtros passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa. As aproximações para um filtro passa-altas são as mesmas que para um filtro passa-baixas, exceto que as respostas são rotacionadas horizontalmente em torno da freqüência de borda. Por exemplo, a Figura 21-14 mostra a resposta Butterworth para um filtro passa-altas com $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB e $f_c = 1$ kHz. Essa é uma imagem (como num espelho) da resposta passa-baixas discutida anteriormente. As respostas passa-altas Chebyshev, Chebyshev inverso, elíptico e Bessel são igualmente imagens de suas respectivas respostas passa-baixas.

Figura 21-14 Resposta de um filtro Butterworth passa-altas.



As respostas na banda de passagem são diferentes. Eis as especificações usadas para os seguintes exemplos: $n = 12$, $A_p = 3$ dB, $f_0 = 1$ kHz e BW = 3 kHz. A Figura 21-15*a* mostra a resposta Butterworth. Conforme esperado, a banda de passagem é maximamente plana e a banda de corte é monotônica. A resposta Chebyshev na Figura 21-15*b* mostra uma banda de passagem com ondulações e uma banda de corte monotônica. Existem seis ondulações na banda de passagem, metade da ordem, o que concorda com a Equação (21-5). A Figura 21-15*c* mostra a resposta de um filtro Chebyshev. Vemos então uma banda de passagem plana e uma banda de corte com ondulações. A Figura 21-15*d* mostra a resposta elíptica com ondulações nas bandas de passagem e atenuação. Finalmente, a Figura 21-15*e* mostra a resposta Bessel.

Figura 21-15 Respostas na banda de passagem: (*a*) Butterworth; (*b*) Chebyshev; (*c*) Chebyshev inverso; (*d*) elíptico; (*e*) Bessel.



As respostas na banda de corte são opostas às respostas na banda de passagem. A seguir são apresentadas as respostas na banda de corte para $n = 12$, $A_p = 3$ dB, $f_0 = 1$ kHz e BW = 3 kHz. A Figura 21-16*a* mostra a resposta Butterworth. Conforme esperado, a banda de passagem é maximamente plana e a banda de corte é monotônica. A resposta Chebyshev da Figura 21-16*b* mostra uma banda de passagem e uma banda de corte monotônica. A Figura 21-16*c* mostra a resposta de um filtro Chebyshev inverso. Podemos ver uma banda de passagem plana e uma banda de corte com ondulações. A Figura 21-16*d* mostra a resposta de um filtro elíptico com suas bandas de passagem e atenuação contendo oscilações. Finalmente, a Figura 21-16*e* mostra a resposta de um filtro Bessel na banda de corte.

Figura 21–16 Resposta para a banda de corte: (*a*) Butterworth; (*b*) Chebyshev; (*c*) Chebyshev inverso; (*d*) elíptico; (*e*) Bessel.

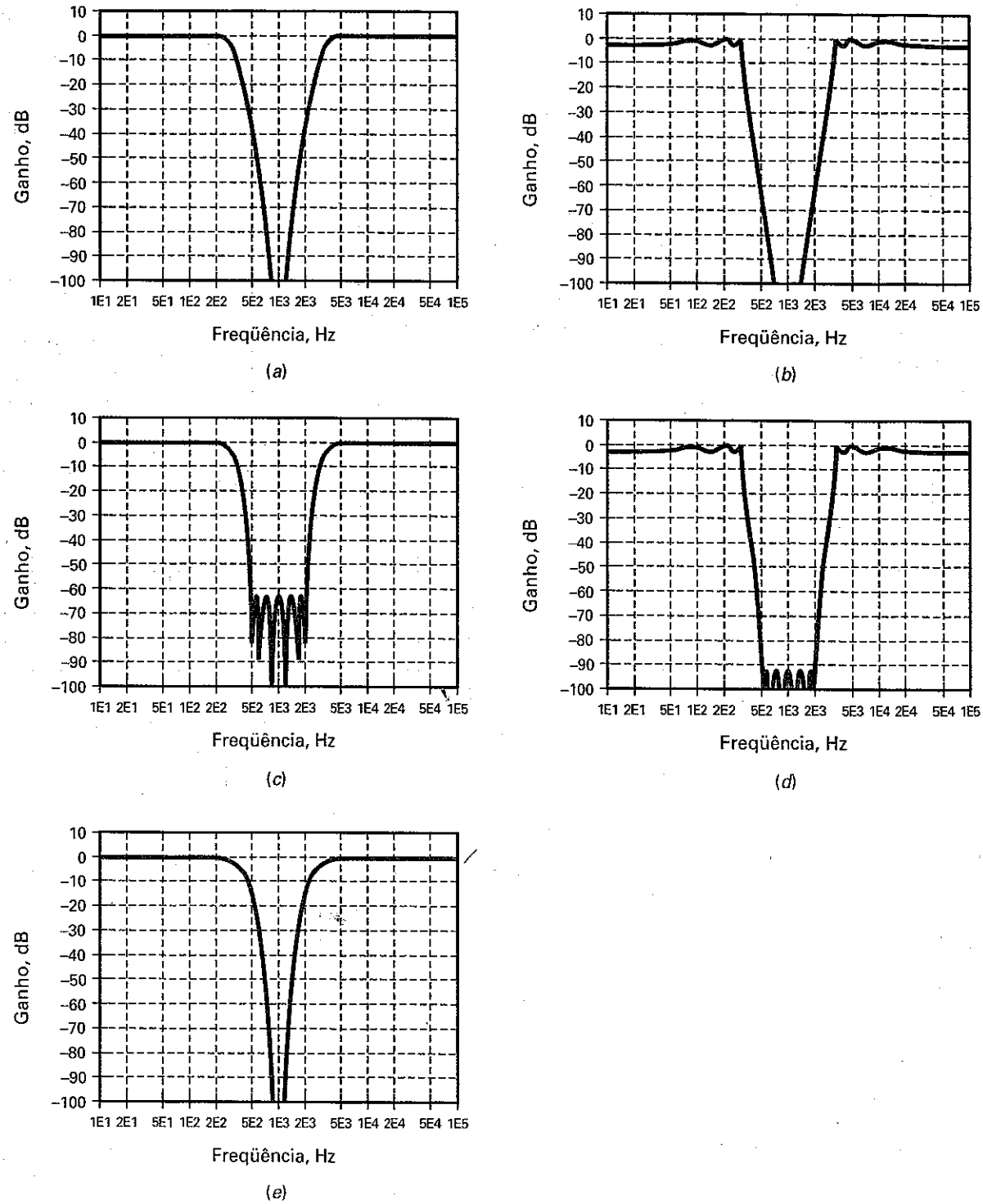


Tabela 21-2 Aproximações de Filtro

Tipo	Banda de passagem	Banda de corte	Decaimento	Resposta ao degrau
Butterworth	Plana	Monotônica	Bom	Bom
Chebyshev	Com ondulações	Monotônica	Muito bom	Ruim
Chebyshev inverso	Plana	Com ondulações	Muito bom	Bom
Elíptico	Com ondulações	Com ondulações	Melhor	Ruim
Bessel	Plana	Monotônica	Ruim	Melhor

Conclusão

A Tabela 21-2 resume as cinco aproximações usadas no projeto de filtros. Cada uma tem suas vantagens e desvantagens. Quando é necessária uma banda de passagem plana, os filtros Butterworth e Chebyshev são candidatos lógicos. A ordem, o decaimento e outras considerações de projeto determinarão qual dos dois será usado.

Se for aceitável uma banda de passagem com ondulações, os filtros Chebyshev e elíptico são os melhores candidatos. Novamente, a ordem, o decaimento e outras considerações de projeto determinarão a escolha final.

Quando a resposta ao degrau for importante, o filtro Bessel é o candidato lógico se ele puder atender aos requisitos de atenuação. A aproximação Bessel é a única mostrada na tabela que preserva a forma de um sinal não-senoidal. Isso é crítico em comunicações de dados porque os sinais digitais consistem de degraus positivos e negativos.

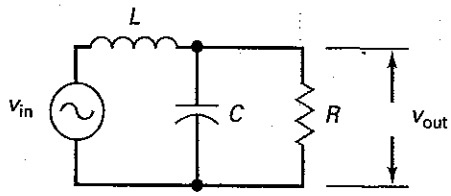
Em aplicações nas quais um filtro Bessel não puder fornecer a atenuação suficiente, podemos conectar em cascata um filtro passa-todas com um filtro não-Bessel. Quando projetado adequadamente, o filtro passa-todas pode linearizar a resposta de fase geral para se obter uma resposta ao degrau quase perfeita. Em uma seção posterior discutiremos isso com mais detalhes.

Circuitos amp-op com resistores e capacitores podem implementar qualquer uma das cinco aproximações. Conforme veremos, diferentes circuitos oferecem um compromisso entre a complexidade do projeto, sensibilidade dos componentes e a facilidade de sintonia. Por exemplo, alguns circuitos de segunda ordem usam apenas um amp-op e poucos componentes. Mas esses circuitos simples têm freqüências de corte que dependem bastante da tolerância dos componentes e da deriva (*drift*). Outros circuitos de segunda ordem podem usar três ou mais amp-ops, mas esses circuitos complexos dependem muito menos da tolerância dos componentes e da deriva.

21-3 Filtros Passivos

Antes de discutirmos os filtros ativos, existem dois conceitos que precisamos explorar. Um filtro *LC* passa-baixas tem uma freqüência ressonante e um fator Q — similar a um circuito ressonante em série ou paralelo. Mantendo a freqüência ressonante constante e variando o Q, podemos obter ondulações que aparecem na banda de passagem de filtros de ordem maior. Esta seção explica em detalhes a operação dos filtros ativos.

Figura 21–17 Filtro *LC* de segunda ordem.



Freqüência Ressonante e Fator *Q*

A Figura 21-17 mostra um filtro *LC* passa-baixas. Ele tem uma ordem de 2 porque contém dois componentes ativos, um indutor e um capacitor. Um filtro *LC* de segunda ordem tem uma freqüência ressonante e um fator *Q* definidos como a seguir:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{21-6}$$

$$Q = \frac{R}{X_L} \tag{21-7}$$

onde X_L é calculado para a freqüência de ressonância.

Por exemplo, o filtro da Figura 21-18*a* tem uma freqüência ressonante e um fator *Q* de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(9{,}55\text{ mH})(2{,}65\ \mu\text{F})}} = 1\text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600\ \Omega}{2\pi(1\text{ kHz})(9{,}55\text{ mH})} = 10$$

A Figura 21-18*b* mostra a resposta em freqüência. Observe como a resposta atinge um máximo em 1 kHz, a freqüência de ressonância do filtro. Observe também como o ganho de tensão aumenta 20 dB em 1 kHz. Quanto maior for o fator *Q*, maior o ganho de tensão na freqüência de ressonância.

O filtro visto na Figura 21-18*c* tem uma freqüência de ressonância e um fator *Q* de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{47{,}7\text{ mH})(531\text{ nF})}} = 1\text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600\ \Omega}{2\pi(1\text{ kHz})(47{,}7\text{ mH})} = 2$$

Na Figura 21-18*c*, a indutância foi aumentada por um fator 5 e a capacitância foi diminuída por um fator 5 em relação aos valores dados na Figura 21-18*a*. Como o produto *LC* é o mesmo, a freqüência de ressonância ainda é 1 kHz.

Por outro lado, o *Q* foi diminuído por um fator 5, já que é inversamente proporcional à indutância. A Figura 21-18*d* mostra a resposta em freqüência. Observe como a resposta atinge novamente um máximo em 1 kHz, mas o aumento no ganho de tensão é de apenas 6 dB, que é o resultado de um *Q* mais baixo.

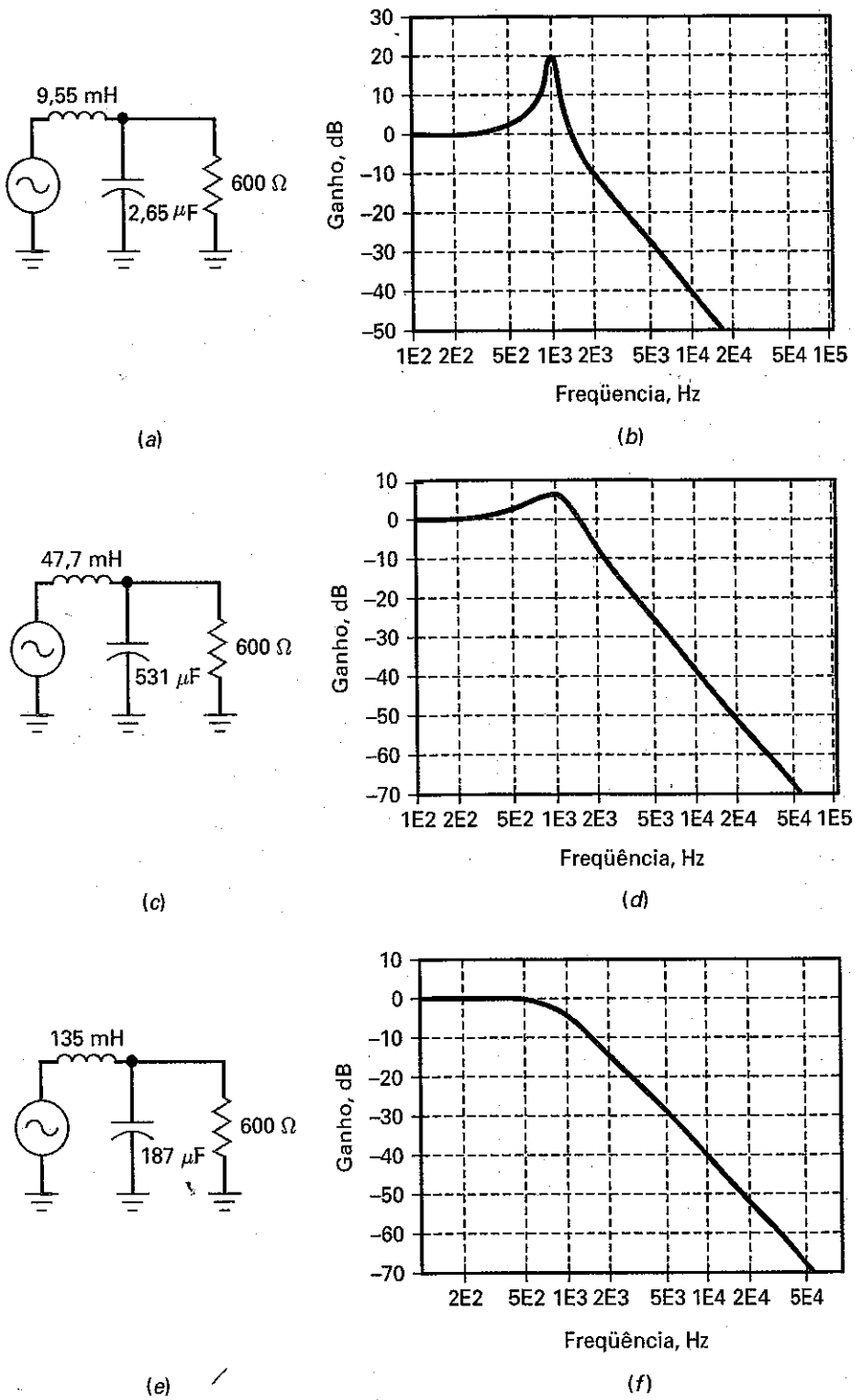
Se continuarmos a diminuir o *Q*, o pico na ressonância desaparecerá. Por exemplo, o filtro na Figura 21-18*e* tem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(135\text{ mH})(187\text{ nF})}} = 1\text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600\ \Omega}{2\pi(1\text{ kHz})(135\text{ mH})} = 0{,}707$$

A Figura 21-18*f* mostra a resposta em freqüência, que é uma resposta Butterworth. Com um *Q* de 0,707, o valor máximo na freqüência de ressonância desaparece e a banda de passagem torna-se maximamente plana. Qualquer filtro de segunda ordem com um *Q* de 0,707 sempre tem uma resposta Butterworth.

Figura 21–18 Exemplos.



Fator de Amortecimento

Uma outra forma de explicar a ação de atingir o ponto máximo na ressonância é usar o **fator de amortecimento**, definido como:

$$\alpha = \frac{1}{Q} \tag{21-8}$$

Para $Q = 10$, o fator de amortecimento é:

$$\alpha = \frac{1}{10} = 0{,}1$$

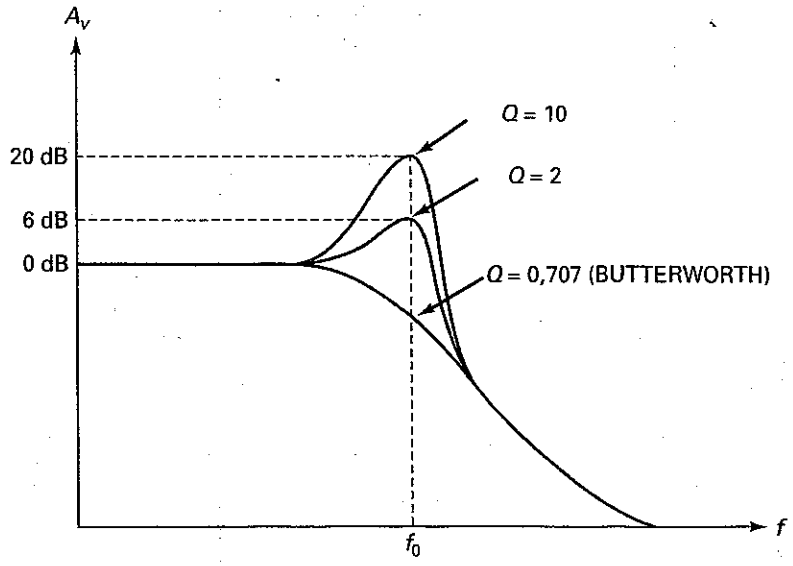


Figura 21–19 Efeito do fator Q na resposta de segunda ordem.

De maneira similar, um $Q = 2$ resulta em um $\alpha = 0{,}5$ e um $Q = 0{,}707$ resulta em um $\alpha = 1{,}414$.

A Figura 21-18*b* tem um fator de amortecimento baixo, apenas 0,1. Na Figura 21-18*d*, o fator de amortecimento aumenta para 0,5 e o valor máximo na ressonância diminui. Na Figura 21-18*f*, o fator de amortecimento aumenta para 1,414 e o valor máximo na ressonância desaparece. Como a própria palavra diz, *amortecimento* significa "redução" ou "diminuição". Quanto maior o fator de amortecimento, menor o valor de pico.

Respostas Butterworth e Chebyshev

A Figura 21-19 resume o efeito de Q no filtro de segunda ordem. Conforme indicado na Figura 21-19, um $Q = 0{,}707$ produz uma resposta Butterworth ou maximamente plana. Um $Q = 2$ produz uma ondulação de amplitude 6 dB e um $Q = 10$ produz uma amplitude de ondulação de 20 dB. Em termos de amortecimento, a resposta Butterworth tem um *amortecimento crítico*, ao passo que respostas com ondulação são *sub-amortecidas*. Uma resposta Bessel (não mostrada) é *sobre-amortecida* porque $Q = 0{,}577$.

Filtros *LC* de Ordem Maior

Filtros de ordem maior geralmente são construídos conectando em cascata estágios de segunda ordem. Por exemplo, a Figura 21-20 mostra um filtro Chebyshev com uma freqüência de borda de 1 kHz e uma amplitude de ondulação de 1 dB. O filtro consiste em estágios de segunda ordem, o que significa que o filtro completo tem ordem 6. Como $n = 6$, o filtro tem três ondulações na banda de passagem.

Observe que cada estágio tem a sua própria freqüência de ressonância e um fator Q. As freqüências de ressonância escalonadas produzem as três ondulações na banda de passagem. Os Qs escalonados mantêm uma amplitude de ondulação de 1 dB produzindo valores máximos nas freqüências que sofreram decaimento. Por exemplo, o segundo estágio tem uma freqüência de ressonância de 747 Hz. Nessa freqüência, o primeiro estágio já sofreu um decaimento porque sua freqüência de corte é 353 Hz. O segundo estágio compensa o decaimento do primeiro

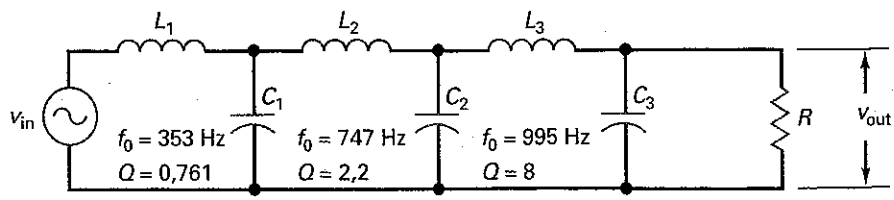


Figura 21–20 Freqüências ressonantes e Qs escalonados num filtro de ordem maior.

estágio produzindo um valor máximo ressonante em 747 Hz. De forma similar, o terceiro estágio tem uma freqüência de corte de 995 Hz. Nessa freqüência, o primeiro e o segundo estágios já sofreram decaimento, mas o terceiro estágio compensa os decaimentos deles produzindo um valor máximo com um Q alto em 995 Hz.

A idéia de escalonar freqüências de ressonâncias e Qs de segunda ordem se aplica em filtros ativos bem como a filtros passivos. Em outras palavras, para construir um filtro ativo de alta ordem, podemos conectar estágios de segunda ordem em que as freqüências de ressonância e os Qs são escalonados de uma forma bastante precisa para se obter a resposta total desejada.

21-4 Estágios de Primeira Ordem

Estágios de filtros ativos de primeira ordem ou 1 pólo têm apenas um capacitor. Por isso, eles podem produzir apenas uma resposta passa-baixas ou passa-altas. Os filtros passa-faixa ou rejeita-faixa podem ser implementados apenas quando n for maior que 1.

Estágio Passa-Baixas

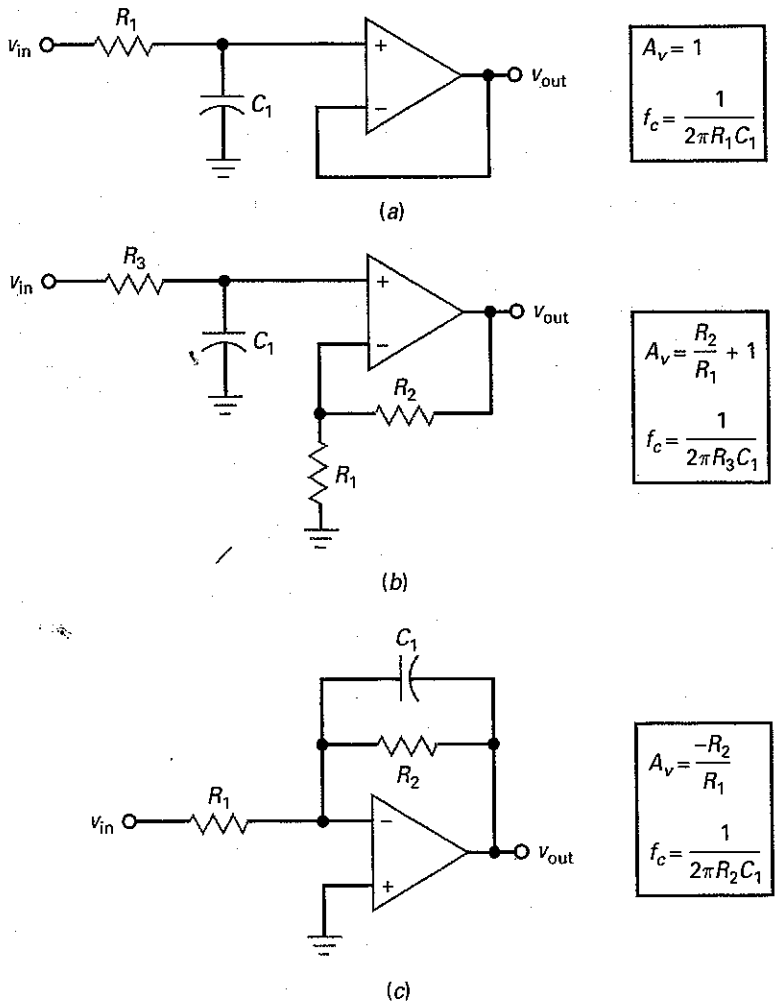
A Figura 21-21*a* mostra a forma mais simples de construir um filtro ativo passa-baixas de primeira ordem. Ele não é nada mais que um circuito de atraso RC e um seguidor de tensão. O ganho de tensão é:

$$A_v = 1$$

É BOM SABER

Na Figura 21-21*a*, o amp-op isola a carga do filtro passa-baixas RC na entrada.

Figura 21-21 Estágios passa-baixas de primeira ordem: (*a*) não-inversor de ganho unitário; (*b*) não-inversor com ganho de tensão; (*c*) inversor com ganho de tensão.



A freqüência de corte de 3 dB é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{21-9}$$

Quando a freqüência aumenta acima da freqüência de corte, a reatância capacitiva diminui e reduz a tensão na entrada não-inversora. Visto que o circuito de atraso R_1C_1 está fora da malha de realimentação, a tensão de saída decai. À medida que a freqüência se aproxima do infinito, o capacitor torna-se um curto-circuito e a tensão de entrada passa a ser zero.

A Figura 21-21*b* mostra um outro filtro passa-baixas de primeira ordem não-inversor. Embora tenha dois resistores adicionais, ele tem a vantagem do ganho de tensão. O ganho de tensão abaixo da freqüência de corte é dado por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{21-10}$$

A freqüência de corte é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \tag{21-11}$$

Acima da freqüência de corte, o circuito de atraso reduz a tensão na entrada não-inversora. Como o circuito de atraso R_3C_1 está fora da malha de realimentação, a tensão de saída decai a uma taxa de 20 dB por década.

A Figura 21-21*c* mostra um filtro passa-baixas de primeira ordem inversor e as suas equações. Em baixas freqüências, o capacitor se comporta com um circuito aberto e o circuito atua como um amplificador inversor com um ganho de tensão de:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \tag{21-12}$$

À medida que a freqüência aumenta, a reatância capacitiva diminui e reduz a impedância do ramo de realimentação. Isso implica um menor ganho de tensão. Conforme a freqüência se aproxima do infinito, o capacitor tende a se comportar como um curto-circuito passando a não mais existir ganho de tensão. Conforme mostra a Figura 21-21*c*, a freqüência de corte é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \tag{21-13}$$

Não existe outra forma de implementar um filtro passa-baixas de primeira ordem. Em outras palavras, os circuitos mostrados na Figura 21-21 são apenas três configurações disponíveis para um estágio passa-baixas de um filtro ativo.

Examinemos uma questão final sobre todos os estágios de primeira ordem. Eles podem implementar apenas a resposta Butterworth. O motivo é que um estágio de primeira ordem não tem freqüência ressonante. Portanto, não pode produzir o valor máximo que gera uma banda de passagem com ondulação. Isso significa que todos os estágios de primeira ordem são maximamente planos na banda de passagem e monotônicos na banda de corte e a taxa de decaimento deles é de 20 dB por década.

Estágio Passa-Altas

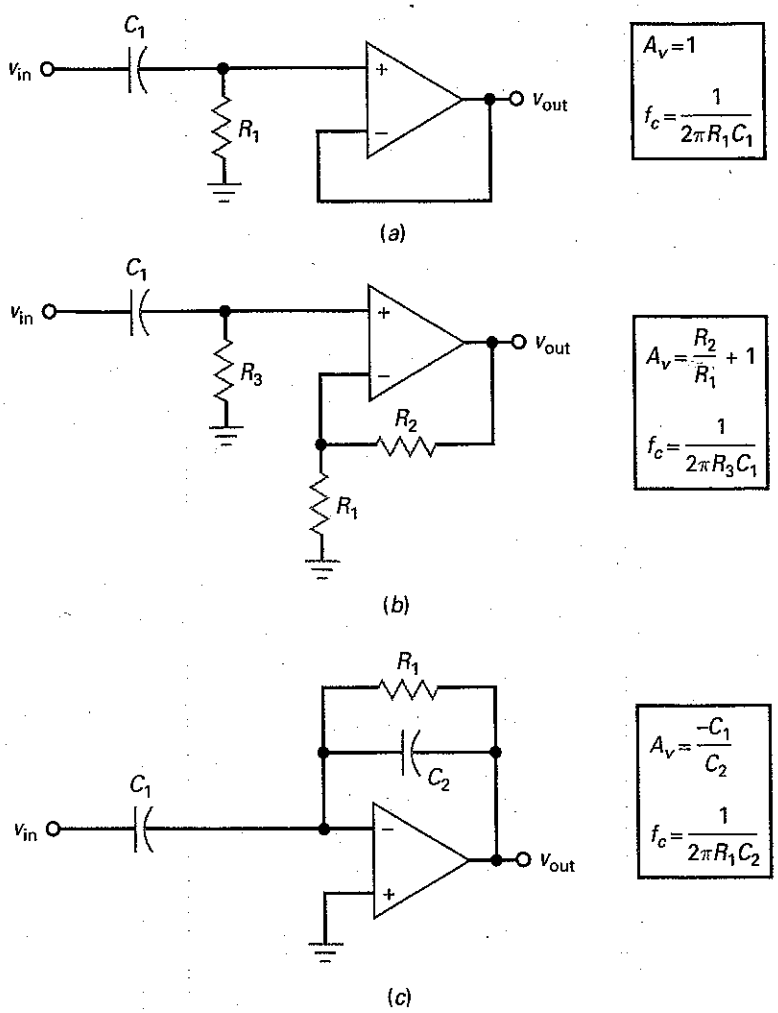
A Figura 21-22*a* mostra a maneira mais simples de construir um filtro ativo passa-altas de primeira ordem. O ganho de tensão é:

$$A_v = 1$$

A freqüência de corte de 3 dB é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{21-14}$$

Figura 21–22 Estágios passa-altas de primeira ordem; (*a*) ganho unitário não-inversor; (*b*) com ganho de tensão não-inversor; (*c*) com ganho de tensão inversor.



Quando a freqüência diminui abaixo da freqüência de corte, a reatância capacitiva aumenta reduzindo a tensão na entrada não-inversora. Como o circuito R_1C_1 está fora da malha de realimentação, a tensão de saída decai. À medida que a freqüência se aproxima de zero, o capacitor tende a se comportar como um circuito aberto fazendo com que a tensão de entrada seja zero.

A Figura 21-22*b* mostra um outro filtro passa-altas de primeira ordem não-inversor. O ganho de tensão acima da freqüência de corte é dado por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{21-15}$$

A freqüência de corte de 3 dB é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \tag{21-16}$$

Bem abaixo da freqüência de corte, o circuito *RC* reduz a tensão na entrada não-inversora. Como o circuito de atraso R_3C_1 está fora da malha de realimentação, a tensão de saída decai a uma taxa de 20 dB por década.

A Figura 21-22*c* mostra um outro filtro passa-altas de primeira ordem e suas equações. Em altas freqüências, o circuito atua como um amplificador inversor com um ganho de tensão de:

$$A_v = \frac{-X_{C2}}{X_{C1}} = \frac{-C_1}{C_2} \tag{21-17}$$

Conforme a freqüência diminui, a reatância capacitiva aumenta e eventualmente reduz o sinal de entrada e a realimentação. Isso implica ganho de tensão menor. À medida que a freqüência se aproxima de zero, os capacitores tendem a se comportarem como um circuito aberto quando não haverá sinal de entrada. Conforme mostra a Figura 21-22*c*, a freqüência de corte de 3 dB é dada por:

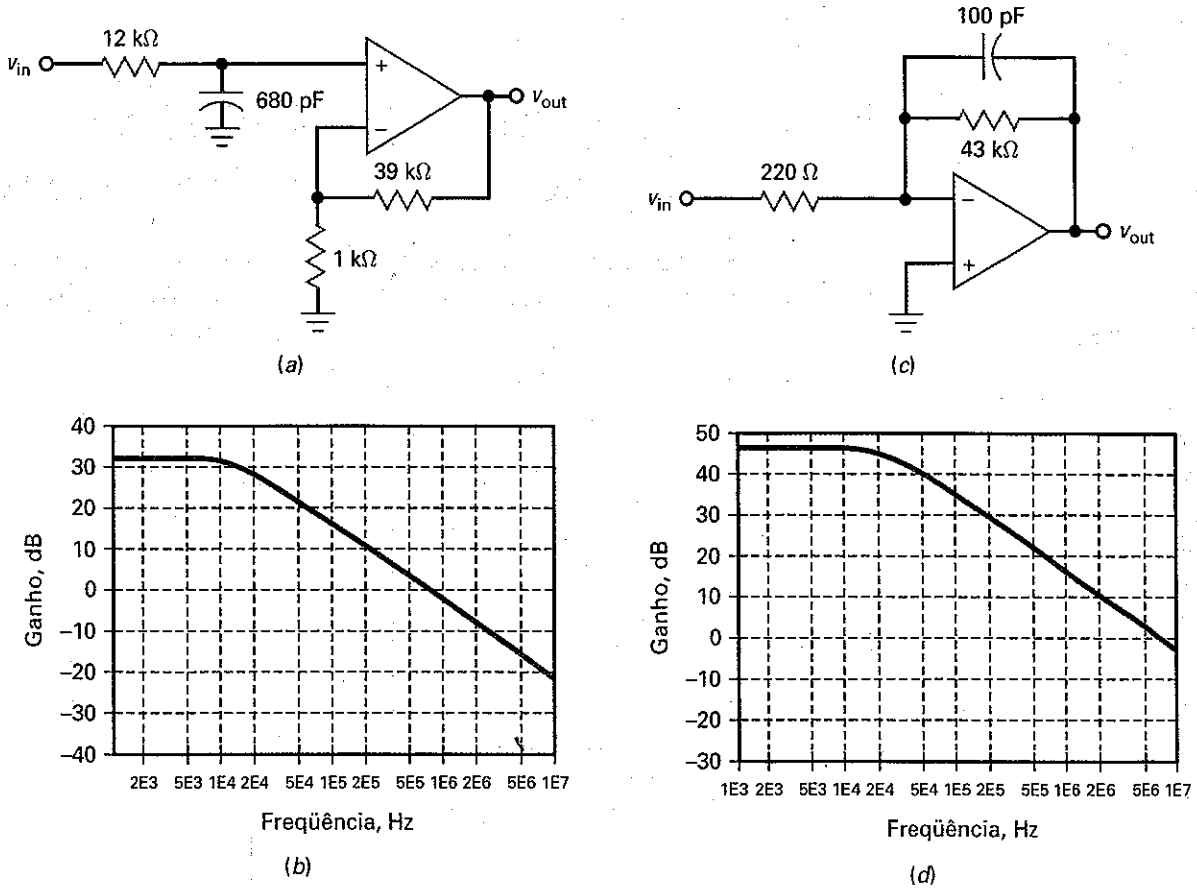
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \tag{21-18}$$

Exemplo 21-1

MultiSim

Qual o ganho de tensão não Figura 21-23*a*? Qual a freqüência de corte? Qual a resposta em freqüência?

Figura 21-23 Exemplo.



SOLUÇÃO Esse é um filtro passa-baixas de primeira ordem não-inversor. Usando as Equações (21-10) e (21-11), o ganho de tensão e as freqüências de corte são:

$$A_v = \frac{39\,\text{k}\Omega}{1\,\text{k}\Omega} + 1 = 40$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi(12\,\text{k}\Omega)(680\,\text{pF})} = 19{,}5\,\text{kHz}$$

A Figura 21-23*b* mostra a resposta em freqüência. O ganho de tensão é 32 dB na banda de passagem. A curva de resposta muda de inclinação em 19,5 kHz, decaindo a uma taxa de 20 dB por década.

PROBLEMA PRÁTICO 21-1 Usando a Figura 21-23*a*, substitua o resistor de 12 kΩ por um de 6,8 kΩ. Determine a nova freqüência de corte.

Exemplo 21-2

Qual o ganho de tensão do circuito da Figura 21-23*c*? Qual a freqüência de corte? Qual a resposta em freqüência?

SOLUÇÃO Esse circuito é um filtro passa-baixas de primeira ordem inversor. Usando as Equações (21-12) e (21-13), o ganho de tensão e a freqüência de corte são:

$$A_v = \frac{-43\ \text{k}\Omega}{220\ \Omega} = -195$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi(43\ \text{k}\Omega)(100\ \text{pF})} = 37\ \text{kHz}$$

A Figura 21-23*d* mostra a resposta em freqüência. O ganho de tensão é 45,8 dB na banda de passagem. A curva de resposta muda de inclinação em 37 kHz decaindo a uma taxa de 20 dB por década.

PROBLEMA PRÁTICO 21-2 Na Figura 21-23*c*, substitua o capacitor de 100 pF por um de 220 pF. Qual o novo valor da freqüência de corte?

21-5 Filtros Passa-Baixas VCVS de Segunda Ordem e Ganho Unitário

É BOM SABER

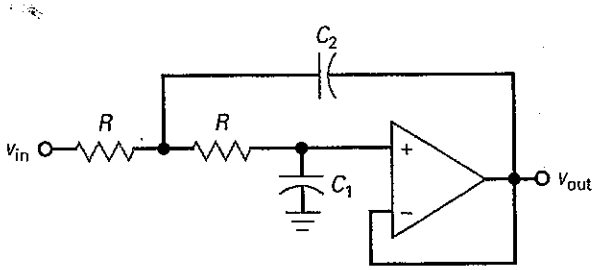
O estudo dos filtros ativos pode ser um pouco cansativo. Não tenha pressa no estudo dos exemplos e faça os experimentos que correspondem aos filtros abordados neste capítulo.

Os estágios de segunda ordem ou de 2 pólos são os mais comuns porque são fáceis de serem construídos e analisados. Os filtros de ordem maior são geralmente implementados conectando-se em cascata estágios de segunda ordem. Cada estágio de segunda ordem tem uma freqüência ressonante e um fator Q para determinar qual o valor máximo obtido.

Esta seção discute os **filtros passa-baixas Sallen-Key** (nome dado em homenagem aos seus inventores). Esses filtros são também denominados *filtros VCVS* porque o amp-op é usado como uma fonte de tensão controlada por tensão (*voltage-controled voltage source*). Um circuito passa-baixas VCVS pode implementar três aproximações básicas: Butterworth, Chebyshev e Bessel.

Implementação do Circuito

A Figura 21-24 mostra um filtro passa-baixas de segunda ordem Sallen-Key. Observe que os dois resistores têm o mesmo valor, porém os dois capacitores são diferentes. Existe um circuito de atraso na entrada não-inversora, porém dessa vez há um percurso de realimentação através do capacitor C_2. Em baixas freqüências, os dois capacitores se comportam como um circuito aberto tendo o circuito um ganho unitário porque o amp-op apresenta a configuração de seguidor de tensão.



$A_v = 1$

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}}$$

Butterworth:
$Q = 0{,}707$
$K_c = 1$

Bessel:
$Q = 0{,}577$
$K_c = 0{,}786$

Figura 21-24 Estágio VCVS de segunda ordem para aproximações Butterworth e Bessel.

À medida que a freqüência aumenta, a impedância de C_1 diminui e a tensão na entrada não-inversora diminui. Ao mesmo tempo, o capacitor C_2 realimenta um sinal que está em fase com o sinal de entrada. Como o sinal de realimentação se soma ao sinal da fonte, a realimentação é *positiva*. Como resultado, a diminuição da tensão na entrada não-inversora provocada por C_1 não é tão grande quanto seria sem a realimentação positiva.

Quanto maior for C_2 em relação a C_1, maior a realimentação positiva; isso equivale a aumentar o fator Q do circuito. Se C_2 for grande o suficiente para tornar Q maior que 0,707, aparecerá um pico na resposta em freqüência.

Freqüência de Pólo

Conforme mostra a Figura 21-24:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \tag{21-19}$$

e

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} \tag{21-20}$$

A **freqüência de pólo** (f_p) é uma freqüência especial usada no projeto de filtros ativos. A matemática por trás da freqüência de pólo é muito complicada para ser abordada aqui porque envolve um tópico avançado denominado *plano s*. Em cursos avançados faz-se a análise e o projeto de filtros usando o plano s. (*Nota*: s é um número complexo dado por $\sigma + j\omega$).

Para os nossos estudos é suficiente entender como calcular a freqüência de pólo. Em circuitos mais complicados, a freqüência de pólo é dada por:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

Em um filtro de ganho unitário Sallen-Key, $R_1 = R_2$ e a equação é simplificada como mostra a Equação (21-20).

Respostas Butterworth e Bessel

Quando se analisa um circuito como o da Figura 21-24, começamos calculando Q e f_p. Se $Q = 0{,}707$, temos uma resposta Butteworth e um K_c que vale 1. Se $Q = 0{,}577$, temos uma resposta Bessel e um K_c que vale 0,786. Em seguida, podemos calcular a freqüência de corte com:

$$f_c = K_c f_p \tag{21-21}$$

Com os filtros Butterworth e Bessel, a freqüência de corte é sempre a freqüência na qual a atenuação é 3 dB.

Resposta com Pico de Ganho

A Figura 21-25 mostra como analisar o circuito quando Q for maior que 0,707. Após o cálculo de Q e da freqüência de pólo do circuito, podemos calcular as outras três freqüências com as equações a seguir:

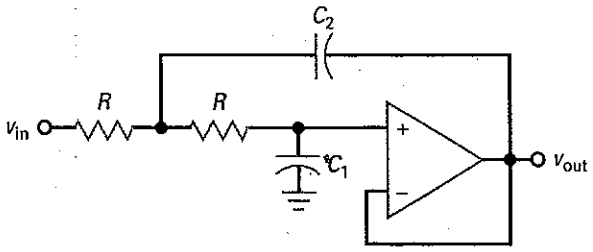
$$f_0 = K_0 f_p \tag{21-22}$$

$$f_c = K_c f_p \tag{21-23}$$

$$f_{3dB} = K_3 f_p \tag{21-24}$$

A primeira dessas três freqüências é a freqüência de ressonância onde aparece o pico de ganho. A segunda é a freqüência de borda e a terceira é a freqüência de 3 dB.

Figura 21–25 Estágio VCVS de segunda ordem para Q > 0,707.



$A_v = 1$

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}}$$

$Q > 0{,}707$:

$f_0 = K_0 f_p$

$f_c = K_c f_p$

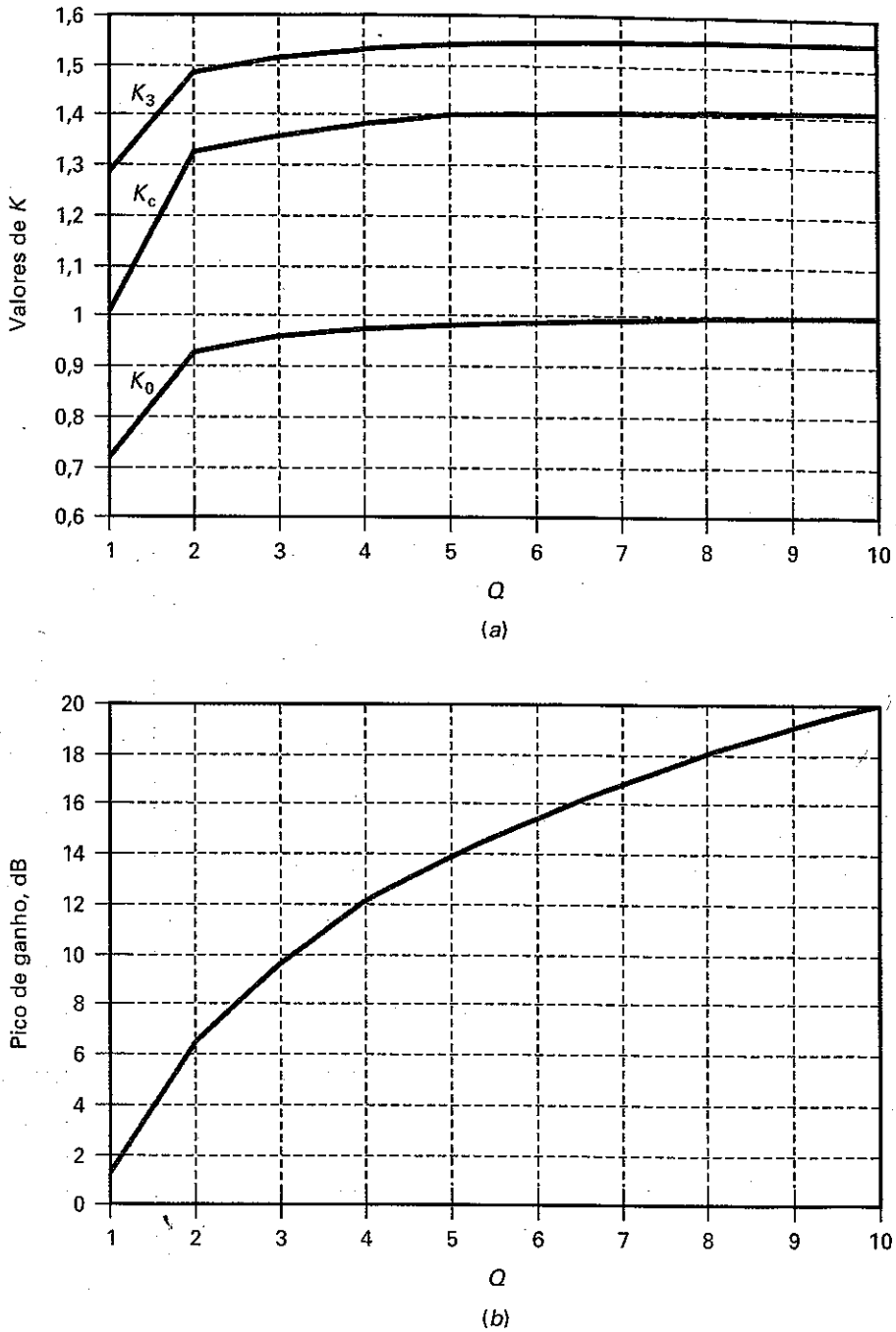
$f_{3dB} = K_3 f_p$

A Tabela 21-3 mostra os valores de K e A_p *versus* Q. Os valores Bessel e Butterworth aparecem primeiro. Como essas respostas não têm freqüência ressonante perceptível, os valores de K_0 e A_p não se aplicam. Quando Q for maior que 0,707, uma freqüência ressonante perceptível aparece e todos os valores de K e A_p estão presentes. Fazendo os gráficos com os valores da Tabela 21-3, obtemos as Figuras 21-26*a* e 21-26*b*. Podemos usar a tabela para valores integrais de Q e os gráficos para valores intermediários de Q. Por exemplo, se calcularmos um Q de 5, podemos ler os valores aproximados a seguir na Tabela 21-3 ou na Figura 21-26: $K_0 = 0{,}99$, $K_c = 1{,}4$, $K_3 = 1{,}54$ e $A_p = 14$ dB.

Tabela 21-3 Valores de K e Amplitude da Ondulação de Estágios de Segunda Ordem

Q	K_0	K_c	K_3	A_p(dB)
0,577	–	0,786	1	–
0,707	–	1	1	–
0,75	0,333	0,471	1,057	0,054
0,8	0,467	0,661	1,115	0,213
0,9	0,620	0,874	1,206	0,688
1	0,708	1,000	1,272	1,25
2	0,935	1,322	1,485	6,3
3	0,972	1,374	1,523	9,66
4	0,984	1,391	1,537	12,1
5	0,990	1,400	1,543	14
6	0,992	1,402	1,546	15,6
7	0,994	1,404	1,548	16,9
8	0,995	1,406	1,549	18
9	0,997	1,408	1,550	19
10	0,998	1,410	1,551	20
100	1,000	1,414	1,554	40

Figura 21-26 (*a*) Valores de *K versus Q*; (*b*) pico de ganho *versus Q*.



Na Figura 21-26*a*, observe como os valores de K se estabilizam conforme Q se aproxima de 10. Para Q maior que 10, usamos as aproximações a seguir:

$$K_0 = 1 \tag{21-25}$$

$$K_c = 1{,}414 \tag{21-26}$$

$$K_3 = 1{,}55 \tag{21-27}$$

$$A_p = 20 \log Q \tag{21-28}$$

Os valores mostrados na Tabela 21-3 e na Figura 21-26 se aplicam a todos os estágios passa-baixas de segunda ordem.

Produto Ganho-Largura de Banda de Amp-Ops

Em todas as nossas discussões sobre filtros ativos, vamos considerar que os amp-ops têm um *produto ganho-largura de banda* (*GBW*) suficiente que não afeta o desempenho do filtro. Um GBW limitado aumenta o fator Q de um estágio. Com freqüências de corte altas, o projetista tem de estar ciente do GBW limitado porque ele pode modificar o desempenho do filtro.

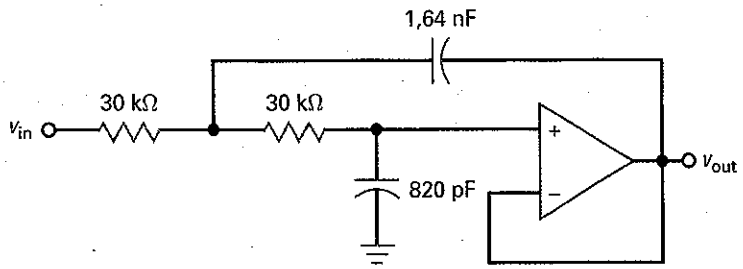
Uma forma de corrigir um GBW limitado é por meio da **predistorção**. Isso se refere à diminuição no valor de projeto de Q conforme necessário para compensar um GBW limitado. Por exemplo, se um estágio tem um fator Q igual a 10 e um GBW limitado o faz aumentar para 11, um projetista pode projetar previamente o valor de Q para 9,1. O GBW limitado aumentará o Q de 9,1 para 10. Os projetistas tentam evitar a predistorção porque estágios com Q baixo e Q alto algumas vezes interagem contrariamente. A melhor abordagem é usar um amp-op melhor. Ou seja, que tenha um GBW maior (assim como $f_{\text{unitário}}$)

Exemplo 21–3

MultiSim

Quais são as freqüências de pólo e o Q do filtro mostrado na Figura 21-27? Qual a freqüência de corte?

Figura 21–27 Exemplo de um Butterworth de ganho unitário.



SOLUÇÃO O fator Q e a freqüência de pólo são:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0{,}5\sqrt{\frac{1{,}64\text{ nF}}{820\text{ pF}}} = 0{,}707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(30\text{ k}\Omega)\sqrt{(820\text{ pF})(1{,}64\text{ nF})}} = 4{,}58\text{ kHz}$$

O valor de Q de 0,707 nos informa que essa é uma resposta Butterworth, assim a freqüência de corte é a mesma que a freqüência de pólo:

$$f_c = f_p = 4{,}58\text{ kHz}$$

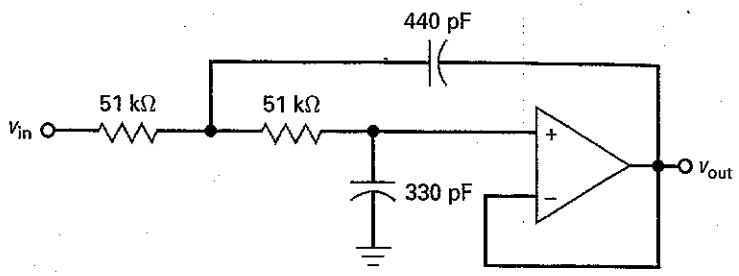
A curva de resposta do filtro muda de inclinação em 4,58 kHz decaindo a uma taxa de 40 dB por década porque $n = 2$.

PROBLEMA PRÁTICO 21–3 Repita o Exemplo 21-3 sendo o valor do resistor alterado para 10 kΩ.

Exemplo 21–4

Na Figura 21-28, qual é a freqüência de pólo e o fator Q? Qual é a freqüência de corte?

Figura 21–28 Exemplo de um filtro Bessel de ganho unitário.



SOLUÇÃO O Q e a freqüência de pólo são:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0{,}5\sqrt{\frac{440\text{ pF}}{330\text{ pF}}} = 0{,}577$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(51\text{ k}\Omega)\sqrt{(330\text{ pF})(440\text{ pF})}} = 8{,}19\text{ kHz}$$

O valor de Q de 0,577 nos diz que essa é uma resposta Bessel. Usando a Equação (21-21), a freqüência de corte é dada por:

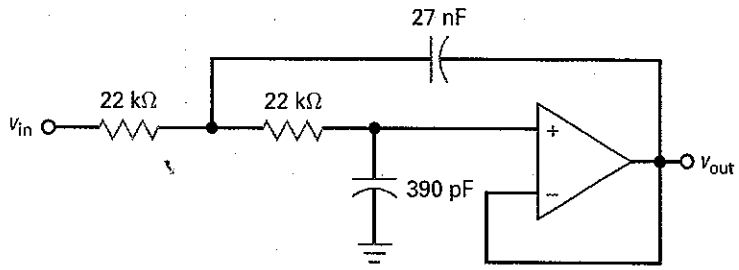
$$f_c = K_c f_p = 0{,}786(8{,}19\text{ kHz}) = 6{,}44\text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 21–4 No Exemplo 21-4, se o valor de C_1 for alterado para 680 pF, qual deve ser o valor de C_2 para manter o Q igual a 0,577?

Exemplo 21–5

Qual a freqüência de pólo e o Q na Figura 21-29? Quais são as freqüências de corte e de 3 dB?

Figura 21–29 Exemplo de um filtro de ganho unitário com $Q > 0{,}707$.



SOLUÇÃO O Q e a freqüência de pólo são:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0{,}5\sqrt{\frac{27\text{ nF}}{390\text{ pF}}} = 4{,}16$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(22\text{ k}\Omega)\sqrt{(390\text{ pF})(27\text{ pF})}} = 2{,}23\text{ kHz}$$

Com referência à Figura 21-26, podemos obter as aproximações a seguir nos valores de K e A_p:

$K_0 = 0{,}99$

$K_c = 1{,}38$

$K_3 = 1{,}54$

$A_p = 12{,}5$ dB

A freqüência de corte ou de borda é:

$$f_c = K_c f_p = 1{,}38(2{,}23\text{ kHz}) = 3{,}08\text{ kHz}$$

e a freqüência de 3 dB é:

$$f_{3\text{dB}} = K_3 f_p = 1{,}54(2{,}23\text{ kHz}) = 3{,}43\text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 21-5 Na Figura 21-29, substitua o capacitor de 27 nF por um de 14 nF e repita o Exemplo 21-5.

21-6 Filtros de Ordem Maior

A abordagem padrão na construção de filtros de ordem maior é conectar em cascata estágios de primeira e segunda ordens. Quando a ordem é par, precisamos conectar em cascata apenas estágios de segunda ordem. Por exemplo, se queremos construir um filtro de sexta ordem, podemos conectar em cascata três estágios de segunda ordem. Se queremos um filtro de quinta ordem, podemos conectar em cascata dois estágios de segunda ordem e um estágio de primeira ordem.

Filtros Butterworth

Quando os estágios de um filtro estão conectados em cascata, podemos somar a atenuação em decibel de cada estágio para obter a atenuação total. Por exemplo, a Figura 21-30*a* mostra dois estágios de segunda ordem conectados em cascata. Se cada um tem um Q igual a 0,707 e uma freqüência de pólo igual a 1 kHz, então cada estágio tem uma resposta Butterworth com uma atenuação de 3 dB em 1 kHz. Embora cada estágio tenha uma resposta Butterworth, a resposta total não é uma resposta Butterworth por causa do decaimento na freqüência de pólo, como mostra a Figura 21-30*b*. Visto que cada estágio tem uma atenuação de 3 dB na freqüência de corte de 1 kHz, a atenuação total é 6 dB em 1 kHz

Figura 21-30 (*a*) Conexão em cascata de dois estágios; (*b*) estágios iguais produzem uma queda na freqüência de corte; (*c*) estágios de Q baixo e Q alto compensados para produzir uma resposta Butterworth.

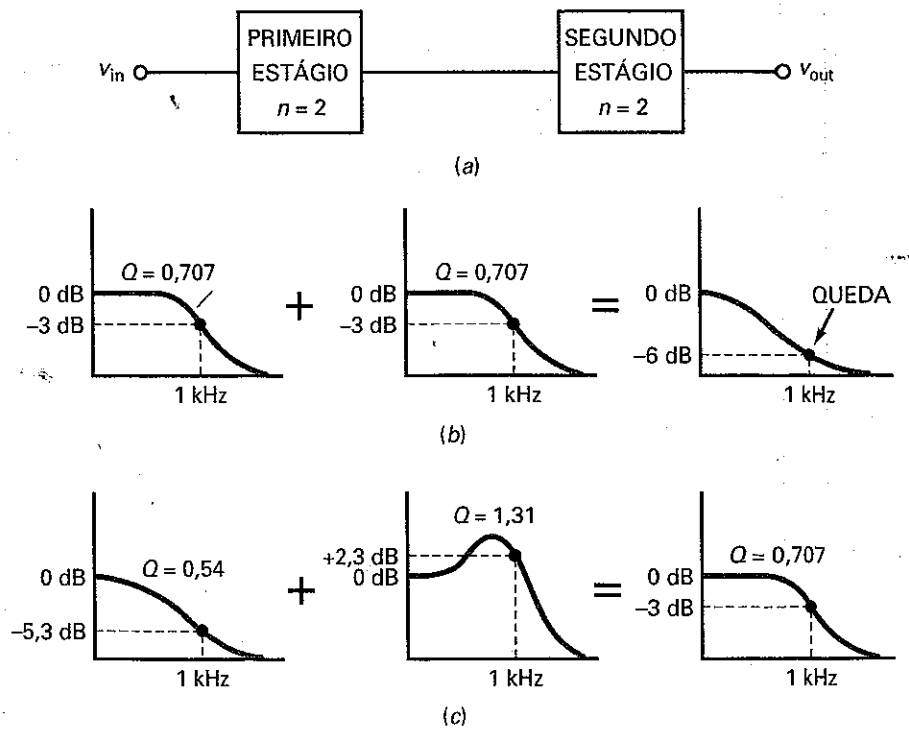


Tabela 21-4 Fatores Q escalonados de Filtros Passa-Baixas Butterworth

Ordem	Estágio 1	Estágio 2	Estágio 3	Estágio 4	Estágio 5
2	0,707				
4	0,54	1,31			
6	0,52	1,93	0,707		
8	0,51	2,56	0,6	0,9	
10	0,51	3,2	0,56	1,1	0,707

Para obter uma resposta Butterworth, as freqüências de pólo ainda são de 1 kHz, mas os Qs dos estágios em cascata têm de estar acima e abaixo de 0,707. A Figura 21-30*c* mostra como obter uma resposta Butterworth para o filtro completo. O primeiro estágio tem $Q = 0{,}54$, e o segundo estágio tem $Q = 1{,}31$. O pico de ganho no segundo estágio compensa a queda no primeiro estágio para obter uma atenuação de 3 dB em 1 kHz. Além disso, pode-se mostrar que a resposta na banda de passagem é maximamente plana com esses valores de Q.

A Tabela 21-4 mostra os valores de Q de estágios em cascata usados em filtros Butterworth de alta ordem. Todos os estágios têm a mesma freqüência de pólo, mas cada estágio tem um Q diferente. Por exemplo, o filtro de quarta ordem descrito na Figura 21-30*c* usa valores de Q de 0,54 e 1,31, os mesmos valores mostrados na Tabela 21-4. Para construirmos um filtro Butterworth de décima ordem, precisaremos de cinco estágios com valores de Q de 0,51, 3,2, 0,56, 1,1 e 0,707.

Filtros Bessel

Com filtros Bessel de alta ordem, precisamos escalonar os Qs e as freqüências de pólo dos estágios. A Tabela 31-5 mostra Q e f_p de cada estágio em um filtro com uma freqüência de corte de 1000 Hz. Por exemplo, um filtro Bessel de quarta ordem precisa de um primeiro estágio com $Q = 0{,}52$ e $f_p = 1.432$ Hz e um segundo estágio com $Q = 0{,}81$ e $f_p = 1.606$ Hz.

Tabela 21-5 Fatores Q escalonados e freqüências pólo de Filtros Passa-Baixas Bessel de segunda ordem ($f_c = 1.000$ Hz)

Ordem	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}	Q_5	
2	0,577	1.274								
4	0,52	1.432	0,81	1.606						
6	0,51	1.607	1,02	1.908	0,61	1.692				
8	0,51	1.781	1,23	2.192	0,71	1.956	0,56	1.835		
10	0,50	1.946	1,42	2.455	0,81	2.207	0,62	2.066	0,54	1.984

Tabela 21-6 A_p, Q e f_p para Filtros Passa-Baixas Chebyshev (f_c = 1.000 Hz)

Ordem	A_p, dB	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}
2	1	0,96	1.050						
	2	1,13	907						
	3	1,3	841						
4	1	0,78	529	3,56	993				
	2	0,93	471	4,59	964				
	3	1,08	443	5,58	950				
6	1	0,76	353	8	995	2,2	747		
	2	0,9	316	10,7	983	2,84	730		
	3	1,04	298	12,8	977	3,46	722		
8	1	0,75	265	14,2	997	4,27	851	1,96	584
	2	0,89	238	18,7	990	5,58	842	2,53	572
	3	1,03	224	22,9	987	6,83	839	3,08	566

Se a freqüência for diferente de 1.000 Hz, as freqüências de pólo na Tabela 21-5 têm uma escala com proporção direta dada pelo **fator de escala de freqüência (FSF)** de:

$$\text{FSF} = \frac{f_c}{1\,\text{kHz}}$$

Por exemplo, se um filtro Bessel de sexta ordem tem uma freqüência de corte de 7,5 kHz, multiplicamos cada freqüência pólo na Tabela 21-5 por 7,5.

Filtros Chebyshev

Com filtros Chebyshev, temos de escalonar Q e f_p. Além disso, temos de incluir a amplitude da ondulação. A Tabela 21-6 mostra os valores de Q e f_p para cada estágio de um filtro Chebyshev. Como um exemplo, um filtro Chebyshev de sexta ordem com uma amplitude de ondulação de 2 dB precisa de um primeiro estágio com $Q = 0{,}9$ e $f_p = 316$ Hz. O segundo estágio tem de ter $Q = 10{,}7$ e $f_p = 983$ Hz e um terceiro estágio precisa de $Q = 2{,}84$ e $f_p = 730$ Hz.

Projeto de Filtros

A discussão anterior nos deu a idéia básica por trás do projeto de filtros de ordem maior. Até agora discutimos apenas a implementação do circuito mais simples, que é o estágio de segunda ordem *Sallen-Key* de ganho unitário. Conectando em cascata estágios *Sallen-Key* de ganho unitário com Qs e freqüências de pólo escalonados, podemos implementar filtros de ordem maior para as aproximações Butterworth, Bessel e Chebyshev.

As tabelas mostradas anteriormente indicam como os Qs e as freqüências de pólo necessitam serem escalonadas em diferentes projetos. Tabelas abrangentes são fornecidas em folhas de dados (*handbooks*). O projeto de filtros ativos é muito complicado, especialmente quando os filtros precisam ser projetados com ordens

acima de 20 e são realizadas trocas entre os níveis de complexidade do circuito, sensibilidade dos componentes e a facilidade de sintonia.

Isso nos trás à mente um ponto importante: todos os projetos de filtros complexos são feitos em computadores porque os cálculos são muito difíceis e demandariam muito tempo se feitos à mão. Um programa de computador para cálculo de filtros ativos armazena todas as equações, tabelas e circuitos necessários para implementar as cinco aproximações discutidas anteriormente (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso, elíptico e Bessel). Os circuitos usados para construir filtros variam de um simples estágio com amp-op a complexos cinco estágios com amp-ops.

21-7 Filtros Passa-Baixas VCVS de Componentes Iguais

A Figura 21-31 mostra um outro filtro passa-baixas *Sallen-Key* de segunda ordem. Desta vez os dois resistores e os dois capacitores têm o mesmo valor. Por isso o circuito é denominado **filtro *Sallen-Key* de componentes iguais**. O circuito tem um ganho de tensão na banda média de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{21-29}$$

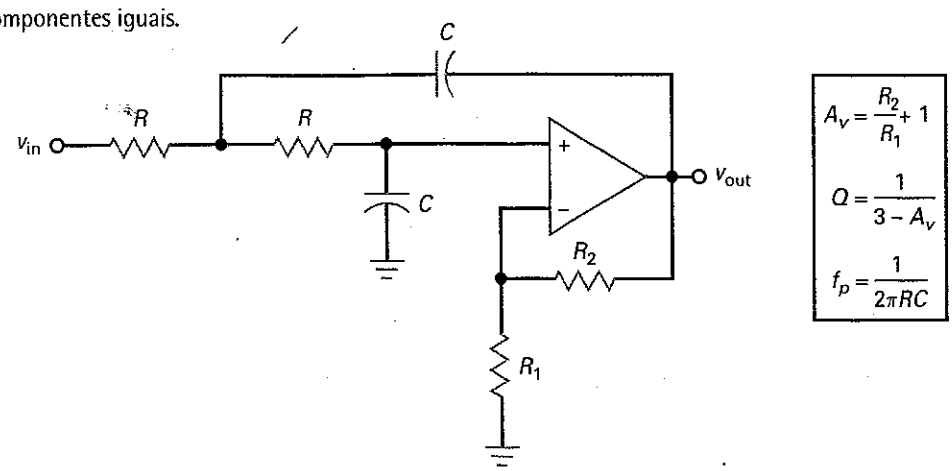
A operação do circuito é similar à do filtro Sallen-Key de ganho unitário, exceto pelo efeito do ganho de tensão. Como o ganho de tensão pode produzir mais realimentação positiva através do capacitor de realimentação, o Q do estágio torna-se uma função do ganho de tensão e é dado por:

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} \tag{21-30}$$

Como A_v não pode ser menor que a unidade, o Q mínimo é 0,5. Quando A_v aumenta de 1 para 3, Q varia de 0,5 para infinito. Portanto, a faixa permissível de A_v está entre 1 e 3. Se tentarmos fazer A_v maior que 3, o circuito entra em oscilação porque a realimentação positiva será muito grande. Na realidade, é perigoso usar um ganho de tensão mesmo próximo de 3 porque a tolerância e a deriva dos componentes podem fazer com que o ganho de tensão seja superior a 3. Um último exemplo mostrará isso mais claramente.

Após calcularmos A_v, Q e f_p usando as equações mostradas na Figura 21-31, a análise restante é a mesma que a anterior porque um filtro Butterworth tem Q = 0,707 e K_c = 1. Um filtro Bessel tem Q = 0,577 e K_c = 0,786. Para outros valores de Q, podemos aproximar os valores de K e A_p por interpolação por meio da Tabela 21-3 ou usando a Figura 21-26.

Figura 21–31 Estágio VCVS de componentes iguais.

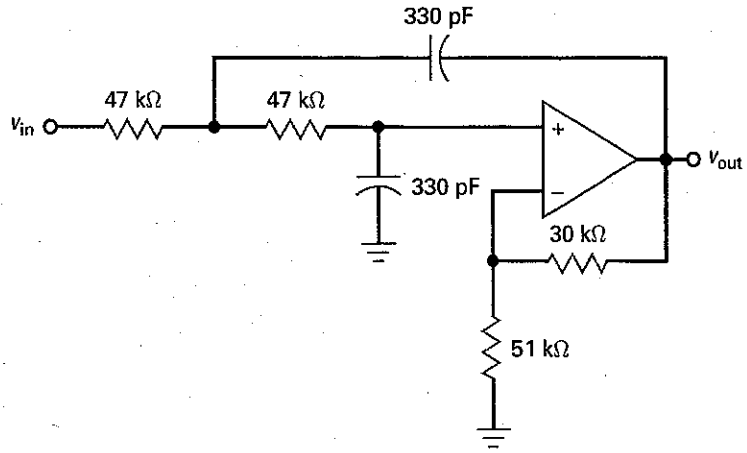


Exemplo 21-6

MultiSim

Qual o valor da freqüência de pólo e de Q no filtro mostrado na Figura 21-32? Qual a freqüência de corte?

Figura 21-32 Exemplo de um filtro Butterworth de componentes iguais.



SOLUÇÃO Os valores de A_v, Q e f_p são:

$$A_v = \frac{30\text{ k}\Omega}{51\text{ k}\Omega} + 1 = 1{,}59$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1{,}59} = 0{,}709$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(47\text{ k}\Omega)(330\text{ pF})} = 10{,}3\text{ k}$$

O valor de Q de 0,77 produz uma ondulação de 0,1 dB. Portanto, um Q de 0,709 produz uma ondulação menor que 0,003 dB. Para todos os fins práticos, o Q calculado de 0,709 significa que temos uma resposta Butterworth como uma boa aproximação.

A freqüência de corte de um filtro Butterworth é igual à freqüência de pólo de 10,3 kHz.

PROBLEMA PRÁTICO 21-6 No Exemplo 21-6, substitua os resistores de 47 kΩ por 22 kΩ e calcule A_v, Q e f_p.

Exemplo 21-7

Na Figura 21-33, quais os valores da freqüência de pólo e de Q? Qual a freqüência de corte?

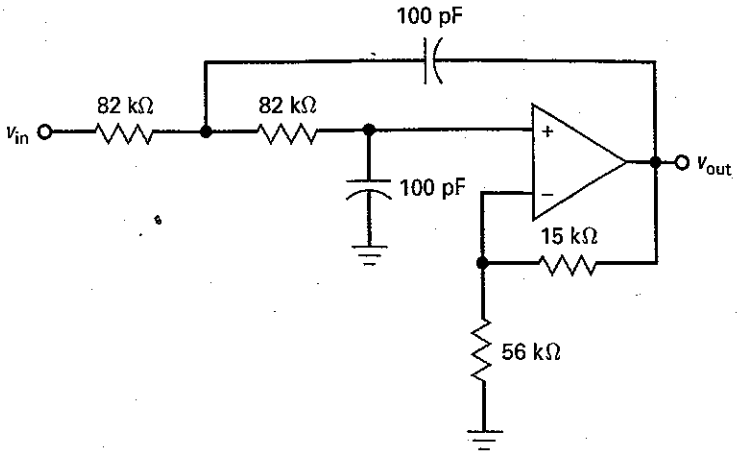
SOLUÇÃO Os valores de A_v, Q e f_p são:

$$A_v = \frac{15\text{ k}\Omega}{56\text{ k}\Omega} + 1 = 1{,}27$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1{,}27} = 0{,}578$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(82\text{ k}\Omega)(100\text{ pF})} = 19{,}4\text{ kHz}$$

Figura 21–33 Exemplo de um filtro Bessel de componentes iguais.



Esse é o valor de Q de uma resposta Bessel de segunda ordem. Portanto, K_c = 0,786 e a freqüência de corte é:

$$f_c = 0{,}786 f_p = 0{,}786(19{,}4\text{ kHz}) = 15{,}2\text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 21–7 Repita o Exemplo 21-7 sendo os capacitores iguais a 330 pF e o valor de R igual a 100 kΩ.

Exemplo 21–8

Quais são os valores da freqüência de pólo e de Q na Figura 21-34? Quais são os valores das freqüências ressonante, de corte e de 3 dB? Qual a amplitude da ondulação em decibéis?

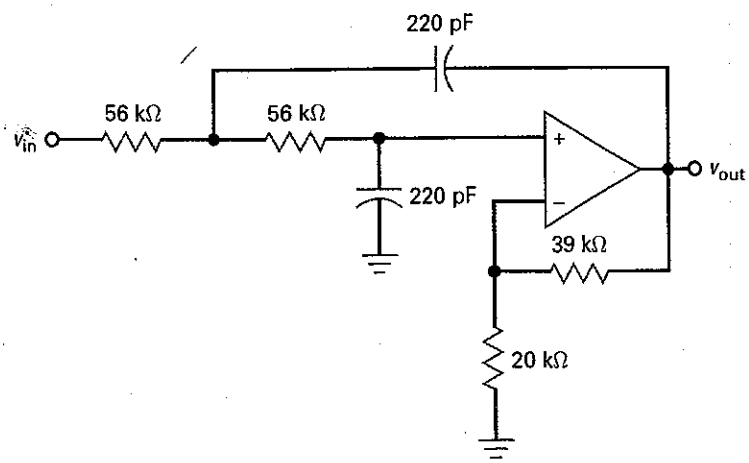
SOLUÇÃO Os valores de A_v, Q e f_p são:

$$A_v = \frac{39\text{ k}\Omega}{20\text{ k}\Omega} + 1 = 2{,}95$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2{,}95} = 20$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(56\text{ k}\Omega)(220\text{ pF})} = 12{,}9\text{ kHz}$$

Figura 21–34 Exemplo de um filtro de componentes iguais com $Q > 0{,}707$.



A Figura 21-26 tem valores de Q apenas entre 1 e 10. Nesse caso, precisamos usar as Equações (21-25) a (21-28) para obter os valores de K e Q:

$$K_0 = 1$$

$$K_c = 1{,}414$$

$$K_3 = 1{,}55$$

$$A_p = 20\log Q = 20\log 20 = 26\,\text{dB}$$

A freqüência ressonante é:

$$f_0 = K_0 f_p = 12{,}9\,\text{kHz}$$

A freqüência de borda ou de corte é:

$$f_c = K_c f_p = 1{,}414\,(12{,}9\,\text{kHz}) = 18{,}2\,\text{kHz}$$

e a freqüência de 3 dB é:

$$f_{3\text{dB}} = K_3 f_p = 1{,}55(12{,}9\,\text{kHz}) = 20\,\text{kHz}$$

O circuito produz um pico de 26 dB na resposta em 12,9 kHz, um decaimento para 0 dB na freqüência de corte e 3 dB abaixo em 20 kHz.

Um circuito Sallen-Key como esse é impraticável porque o valor de Q é muito alto. Como o ganho de tensão é 2,95, qualquer erro nos valores de R_1 e R_2 pode provocar um grande aumento em Q. Por exemplo, se a tolerância dos resistores for $\pm 1\%$, o ganho de tensão pode ser tão alto quanto:

$$A_v = \frac{1{,}01(39\,\text{k}\Omega)}{0{,}99(20\,\Omega)} + 1 = 2{,}989$$

Esse ganho de tensão produz um Q de:

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2{,}989} = 90{,}9$$

O valor de Q alterou de um valor projetado de 20 para um valor aproximado de 90,9, o que significa que a resposta em freqüência é radicalmente diferente da resposta desejada.

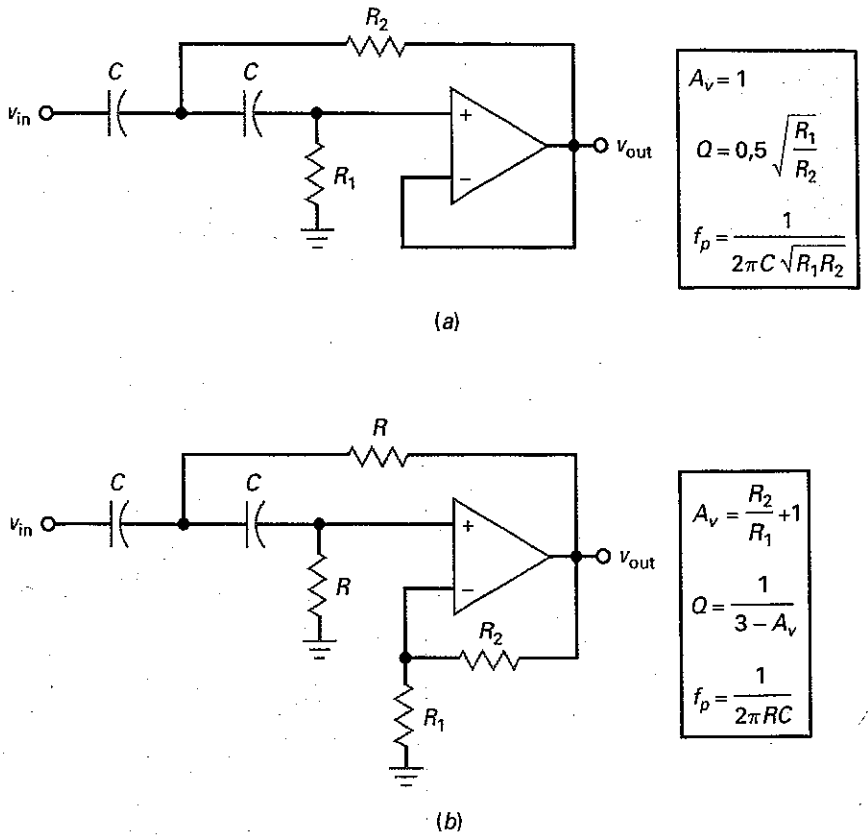
Embora o filtro Sallen-Key de componentes iguais seja simples em comparação com outros filtros, ele tem a desvantagem da sensibilidade dos componentes quando altos valores de Q são usados. Por isso circuitos mais complicados são normalmente usados para estágios com altos valores de Q. O acréscimo de complexidade reduz a sensibilidade dos componentes.

21-8 Filtros Passa-Altas VCVS

A Figura 21-35*a* mostra o filtro passa-altas Sallen-Key de ganho unitário e suas equações. Observe que as posições dos resistores e capacitores foram invertidas. Observe também que o valor de Q depende da relação de resistências em vez de capacitâncias. Os cálculos são similares aos discutidos para os filtros passa-baixas, exceto que temos de dividir a freqüência de pólo pelo valor de K. Para calcular a freqüência de corte de um filtro passa-altas, usamos a seguinte equação:

$$f_c = \frac{f_p}{K_c} \tag{21-31}$$

Figura 21–35 Estágios passa-altas VCVS de segunda ordem: (*a*) ganho unitário; (*b*) ganho de tensão maior que a unidade.



De forma similar, dividimos a freqüência de pólo por K_0 ou K_3 para as outras freqüências. Por exemplo, se a freqüência de pólo é 2,5 kHz e obtemos um $K_c = 1{,}3$ na Figura 21-26, a freqüência de corte para o filtro passa-altas é:

$$f_c = \frac{2{,}5\text{ kHz}}{1{,}3} = 1{,}92\text{ kHz}$$

A Figura 21-35*b* mostra o filtro passa-altas *Sallen-Key* de componentes iguais e suas equações. Todas as equações são as mesmas que para um filtro passa-baixas. As posições dos resistores e capacitores foram trocadas. Os exemplos a seguir mostram como analisar filtros passa-altas.

Exemplo 21–9

MultiSim

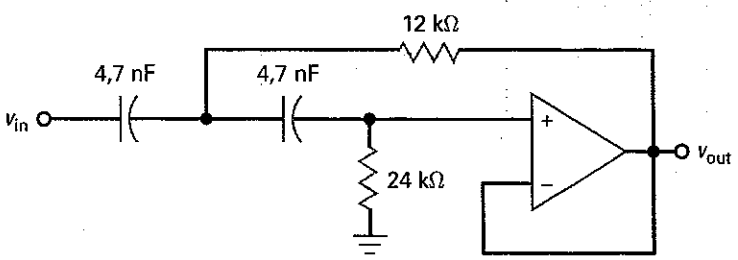
Quais são os valores da freqüência de pólo e de Q para o filtro mostrado na Figura 21-36? Qual a freqüência de corte dele?

SOLUÇÃO Os valores da freqüência de pólo e de Q são:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = 0{,}5\sqrt{\frac{24\text{ k}\Omega}{12\text{ k}\Omega}} = 0{,}707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1R_2}} = \frac{1}{2\pi(4{,}7\text{ nF})\sqrt{(24\text{ k}\Omega)(12\text{ k}\Omega)}} = 2\text{ kHz}$$

Figura 21–36 Exemplo de um filtro Butterworth passa-altas.



Como $Q = 0{,}707$, o filtro tem uma resposta Butterworth de segunda ordem e:

$$f_c = f_p = 2\,\text{kHz}$$

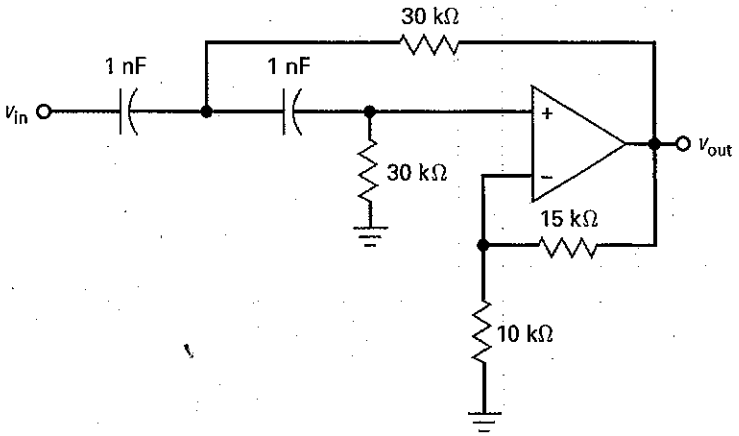
O filtro tem uma resposta passa-altas e a curva de resposta muda de inclinação em 2 kHz decaindo a uma taxa de 40 dB por década abaixo de 2 kHz.

PROBLEMA PRÁTICO 21–9 Na Figura 21-36, os valores das resistências foram dobrados. Determine os valores de Q, f_p e f_c.

Exemplo 21–10

Quais são os valores da freqüência de pólo e de Q na Figura 21-37? Quais são as freqüências ressonante, de corte e de 3 dB? Qual a amplitude da ondulação ou do pico de ganho em decibéis?

Figura 21–37 Exemplo de filtro passa-altas com $Q > 1$.



SOLUÇÃO Os valores de A_v, Q e f_p são:

$$A_v = \frac{15\,\text{k}\Omega}{10\,\text{k}\Omega} + 1 = 2{,}5$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2{,}5} = 2$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(30\,\text{k}\Omega)(1\,\text{nF})} = 5{,}31\,\text{kHz}$$

Na Figura 21-26, um Q igual a 2 proporciona os seguintes valores aproximados:

$$K_0 = 0{,}94$$

$$K_c = 1{,}32$$

$$K_3 = 1{,}48$$

$$A_p = 20 \log Q = 20 \log 2 = 6{,}3\,\text{dB}$$

A freqüência ressonante é:

$$f_0 = \frac{f_p}{K_0} = \frac{5{,}31\,\text{kHz}}{0{,}94} = 5{,}65\,\text{kHz}$$

A freqüência de corte é:

$$f_c = \frac{f_p}{K_c} = \frac{5{,}31\,\text{kHz}}{1{,}32} = 4{,}02\,\text{kHz}$$

A freqüência de 3 dB é:

$$f_{3\text{dB}} = \frac{f_p}{K_3} = \frac{5{,}31\,\text{kHz}}{1{,}48} = 3{,}59\,\text{kHz}$$

O circuito produz um pico de 6,3 dB na resposta em 5,65 kHz, decai para 0 dB na freqüência de corte de 4,02 kHz e cai 3 dB em 3,59 kHz.

PROBLEMA PRÁTICO 21-10 Repita o Exemplo 21-10 com o resistor de 15 kΩ substituído por um de 17,5 kΩ.

21-9 Filtros Passa-Faixa MFB

Um filtro passa-faixa tem uma freqüência central e uma largura de banda. Lembre-se das equações básicas para a resposta passa-faixa:

$$\text{BW} = f_2 - f_1$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}}$$

Quando Q é menor que 1, o filtro tem uma resposta de banda larga. Nesse caso, um filtro passa-faixa é geralmente construído conectando-se em cascata um estágio passa-baixas com um estágio passa-altas. Quando Q é maior que 1, o filtro tem uma resposta de banda estreita e uma abordagem diferente é usada.

Filtros de Banda Larga

Suponha que desejemos construir um filtro passa-faixa com uma freqüência de corte inferior de 300 Hz e uma freqüência de corte superior de 3,3 kHz. A freqüência central desse filtro é:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(300\,\text{Hz})(3{,}3\,\text{kHz})} = 995\,\text{Hz}$$

A largura de banda é:

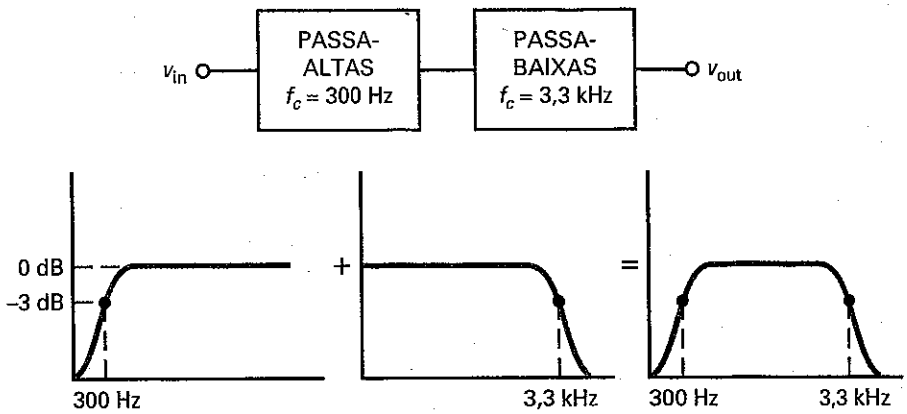
$$\text{BW} = f_2 - f_1 = 3{,}3\,\text{kHz} - 300\,\text{Hz} = 3\,\text{kHz}$$

O valor de Q é:

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{995\,\text{Hz}}{3\,\text{kHz}} = 0{,}332$$

Como Q é menor que 1, podemos usar estágios passa-baixas e passa-altas em cascata, conforme mostra a Figura 21-38. O filtro passa-altas tem uma freqüência de corte de 300 Hz e o filtro passa-baixas tem uma freqüência de corte de 3,3 kHz. Quando as duas respostas em decibéis são somadas, obtemos uma resposta passa-faixa com as freqüências de corte de 300 Hz e 3,3 kHz.

Figura 21–38 Filtros de banda larga usam conexões em cascata de estágios passa-baixas e passa-altas.



Quando Q for maior que 1, as freqüências de corte serão mais próximas que aquelas mostradas na Figura 21-38. Por isso, a soma das atenuações na banda de passagem é maior que 3 dB nas freqüências de corte. Desse modo usamos outra abordagem para filtros de banda estreita.

Filtros de Banda Estreita

Quando Q é maior que 1, podemos usar o filtro de **múltipla realimentação** (**MFB** — *multiple-feedback*) como mostra a Figura 21-39. Primeiro, observe que o sinal de entrada é colocado na entrada inversora em vez da entrada não-inversora. Segundo, observe que o circuito tem dois percursos de realimentação, sendo um através de um capacitor e o outro através de um resistor.

Em freqüências baixas os capacitores se comportam como circuito aberto. Portanto, o sinal de entrada não pode alcançar o amp-op, sendo a saída zero. Em freqüências altas os capacitores se comportam como curto-circuito. Nesse caso, o ganho de tensão é zero porque o capacitor de realimentação tem impedância zero. Entre os limites das freqüências inferior e superior existe uma banda de freqüências onde o circuito se comporta como um amplificador inversor.

O ganho de tensão na freqüência central é dado por:

$$A_v = \frac{-R1}{2R1} \tag{21-32}$$

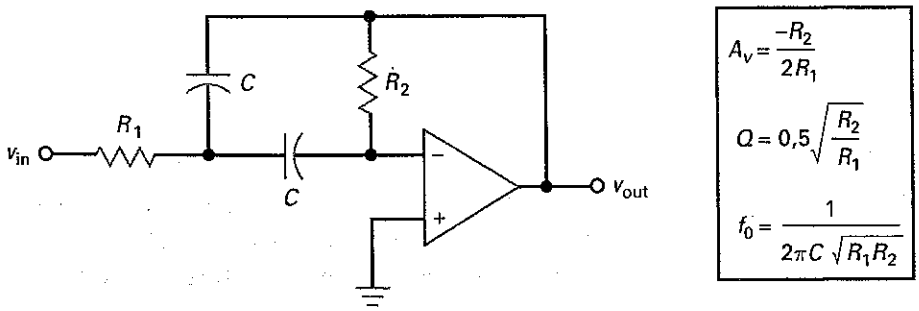
Essa equação é quase idêntica à do ganho de tensão de um amplificador inversor, exceto pelo fator 2 no denominador. O Q do circuito é dado por:

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \tag{21-33}$$

que é equivalente a:

$$Q = 0{,}707\sqrt{-A_v} \tag{21-34}$$

Figura 21–39 Estágio de um filtro passa-faixa com múltipla realimentação.



Por exemplo, se $A_v = -100$:

$$Q = 0,707\sqrt{100} = 7,07$$

A Equação (21-34) nos informa que quanto maior o ganho de tensão maior o valor de Q.

A freqüência central é dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \tag{21-35}$$

Como $C_1 = C_2$ na Figura 21-39, a equação é simplificada para:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1R_2}} \tag{21-36}$$

Aumento da Impedância de Entrada

A Equação (21-33) nos diz que o valor de Q é proporcional à raiz quadrada de R_2/R_1. Para se obter altos valores de Q, precisamos usar uma razão alta de R_2/R_1. Por exemplo, para se obter $Q = 5$, R_2/R_1 tem de ser igual a 100. Para evitar problemas com a corrente de polarização de entrada e o *offset* de entrada, R_2 é geralmente mantido abaixo de 100 kΩ, o que significa que R_1 tem de ser menor que 1 kΩ. Para valores de Q maior que 5, R_1 tem de ser ainda menor. Isso significa que a impedância de entrada na Figura 21-39 pode ser muito baixa para altos valores de Q.

A Figura 21-40*a* mostra um filtro passa-faixa MFB que aumenta a impedância de entrada. O circuito é idêntico ao circuito MFB anterior, exceto pelo novo resistor R_3. Observe que R_1 e R_3 formam um divisor de tensão. Aplicando o teorema de Thévenin, o circuito é simplificado conforme mostra a Figura 21-40*b*. Essa configuração é a mesma que a da Figura 21-39, porém algumas das equações são diferentes. Para começar, o ganho de tensão ainda é dado pela Equação (21-32). Porém o valor de Q e da freqüência central torna-se:

$$Q = 0,5\sqrt{\frac{R_2}{R_1 \| R_3}} \tag{21-37}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{(R_1 \| R_3)R_2}} \tag{21-38}$$

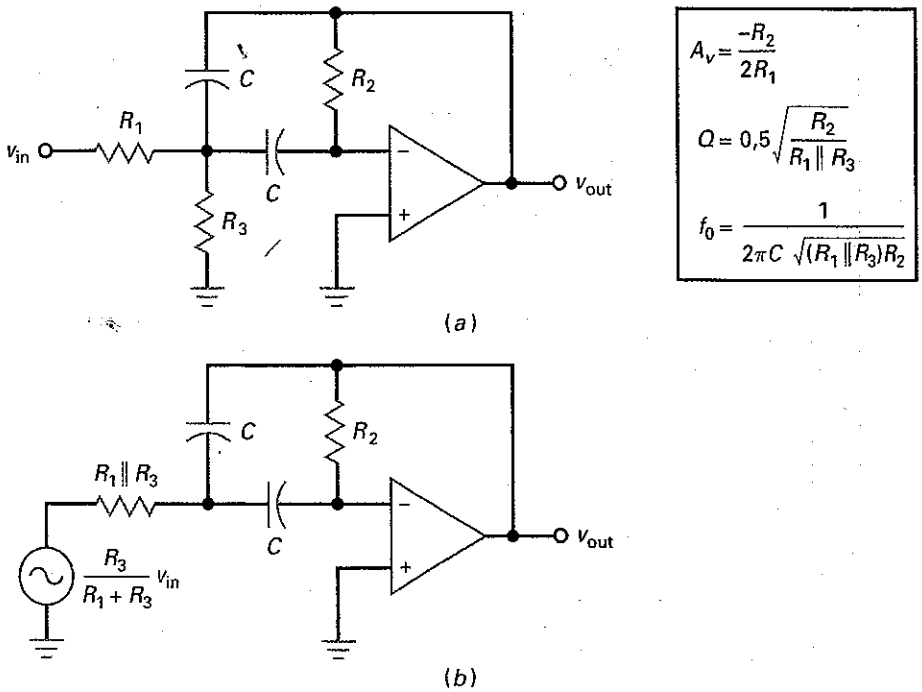
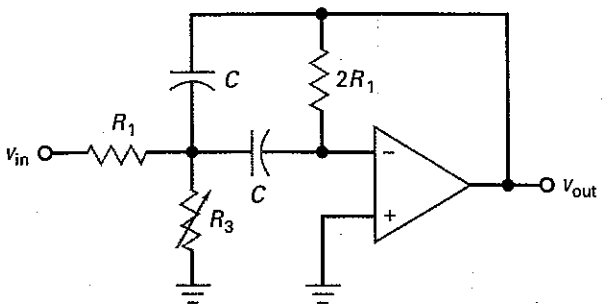


Figura 21–40 Aumento da impedância de entrada de um estágio MFB.

Figura 21–41 Estágio MFB com freqüência central variável e largura de banda constante.



$A_v = -1$

$Q = 0{,}707\sqrt{\dfrac{R_1 + R_3}{R_3}}$

$f_0 = \dfrac{1}{2\pi C\sqrt{2R_1(R_1 \| R_3)}}$

O circuito tem a vantagem de ter uma impedância de entrada maior porque R_1 pode ser feito maior para um dado Q.

Sintonia da Freqüência Central com Largura de Banda Constante

Em muitas aplicações não é necessário um ganho de tensão maior que 1 porque geralmente o ganho de tensão é conseguido em outro estágio. Se for aceitável um ganho de tensão unitário, então podemos usar um circuito mais bem elaborado que varia a freqüência central enquanto mantém a largura de banda constante.

A Figura 21-41 mostra um circuito MFB modificado no qual $R_2 = 2R_1$ e R_3 é ajustável. Com esse circuito, as equações de análise são:

$$A_v = -1 \tag{21-39}$$

$$Q = 0{,}707\sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_3}} \tag{21-40}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{2R_1(R_1 \| R_3)}} \tag{21-41}$$

Como BW $= f_0/Q$, podemos desenvolver essa equação para a largura de banda (BW):

$$\text{BW} = \frac{1}{2\pi R_1 C} \tag{21-42}$$

A Equação (21-41) diz que ao variar R_3 varia-se f_0, porém a Equação (21-42) mostra que a largura de banda não depende de R_3. Portanto, podemos ter uma largura de banda constante enquanto se varia a freqüência central.

O resistor variável R_3 na Figura 21-41 é normalmente um JFET usado como uma resistência controlada por tensão (discutido na Seção 13-9). Como a tensão na porta varia a resistência do JFET, a freqüência central do circuito pode ser sintonizada eletronicamente.

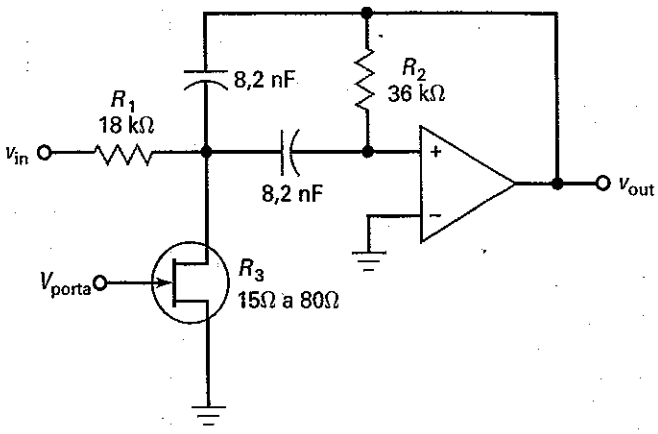
Exemplo 21–11

A tensão de porta na Figura 21-42 pode variar a resistência do JFET de 15 Ω a 80 Ω. Qual a largura de banda? Qual a freqüência central mínima e máxima?

SOLUÇÃO A Equação (21-42) fornece a largura de banda:

$$\text{BW} = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{2\pi(18\text{ k}\Omega)(8{,}2\text{ nF})} = 1{,}08\text{ kHz}$$

Figura 21–42 Sintonia de um filtro MFB com uma resistência controlada por tensão.



Usando a Equação (21-41), a freqüência central mínima é:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{2R_1(R_1 \| R_3)}}$$
$$= \frac{1}{2\pi(8{,}2\text{ nF})\sqrt{2(18\text{ k}\Omega)(18\text{ k}\Omega \| 80\Omega)}}$$
$$= 11{,}4\text{ kHz}$$

A freqüência máxima é:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(8{,}2\text{ nF})\sqrt{2(18\text{ k}\Omega)(18\text{ k}\Omega \| 15\,\Omega)}} = 26{,}4\text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 21–11 Usando a Figura 21-42, substitua R_1 por um resistor de 10 kΩ e repita o Exemplo 21-11.

21-10 Filtros Rejeita-Faixa

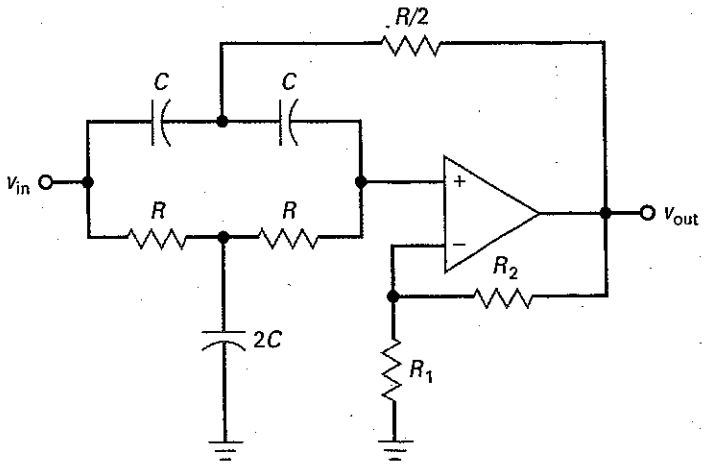
Existem muitas implementações de circuitos para filtros rejeita-faixa. Elas usam de um a quatro amp-ops em cada estágio de segunda ordem. Em muitas aplicações, um filtro rejeita-faixa necessita bloquear apenas uma única freqüência. Por exemplo, a rede elétrica ca pode induzir um zumbido de 60 Hz em circuitos sensíveis; isso pode interferir com um sinal desejado. Nesse caso, podemos usar um filtro rejeita-faixa para eliminar o sinal de zumbido indesejado.

A Figura 21-43 mostra um **filtro *notch Sallen-Key* de segunda ordem** e suas equações usadas na análise. Em baixas freqüências todos os capacitores se comportam como circuitos abertos. Como resultado, todos os sinais de entrada chegam à entrada não-inversora. O circuito tem um ganho de tensão na banda de passagem de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad \textbf{(21-43)}$$

Em freqüências muitos altas, os capacitores se comportam como curto-circuito. Novamente, todos os sinais de entrada chegam à entrada não-inversora.

Figura 21–43 Filtro *notch Sallen-Key* de segunda ordem.



$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

$$Q = \frac{0,5}{2 - A_v}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Entre os extremos de freqüência alta e baixa, existe uma freqüência central dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{21-44}$$

Nessa freqüência, o sinal de realimentação retorna com a amplitude e fase corretas para atenuar o sinal na entrada não-inversora. Por causa disso, a tensão de saída cai para um valor muito baixo.

O Q do circuito é dado por:

$$Q = \frac{0,5}{2 - A_v} \tag{21-45}$$

O ganho de tensão de um filtro *notch Sallen-Key* tem de ser menor que 2 para evitar oscilações. Por causa da tolerância dos resistores R_1 e R_2, o circuito Q deve ser muito menor que 10. Para valores maiores de Q, a tolerância desses resistores pode produzir um ganho de tensão maior que 2, o qual produz oscilações.

Exemplo 21–12

MultiSim

Quais os valores do ganho de tensão, da freqüência de corte e de Q para o filtro rejeita-faixa mostrado na Figura 21-43 se $R = 22\ \text{k}\Omega$, $C = 120\ \text{nF}$, $R_1 = 13\ \text{k}\Omega$ e $R_2 = 10\ \text{k}\Omega$?

SOLUÇÃO Usando as Equações (21-43) a (21-45):

$$A_v = \frac{10\ \text{k}\Omega}{13\ \text{k}\Omega} + 1 = 1,77$$

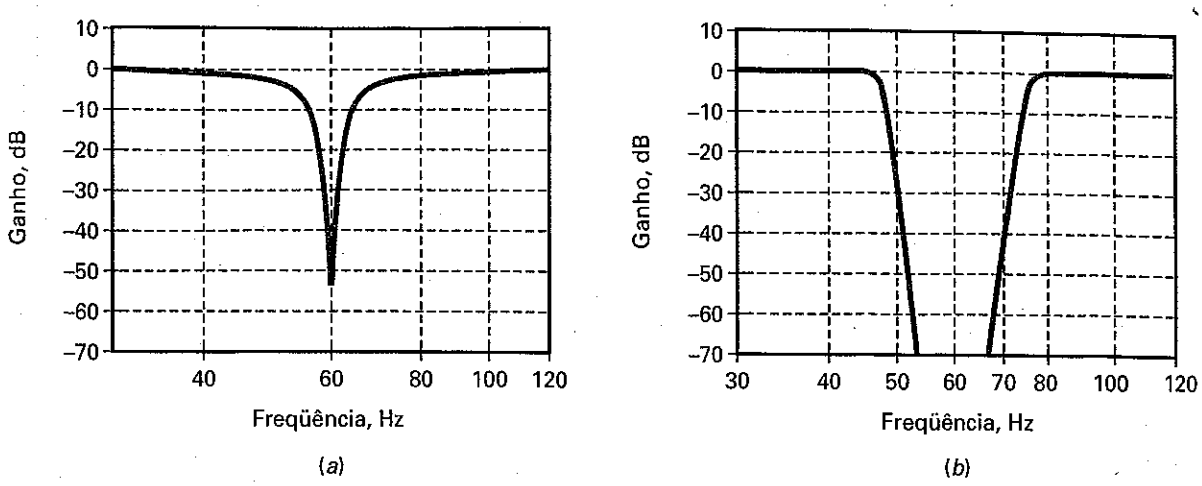
$$f_0 = \frac{1}{2\pi(22\ \text{k}\Omega)(120\ \text{nF})} = 60,3\ \text{Hz}$$

$$Q = \frac{0,5}{2 - A_v} = \frac{0,5}{2 - 1,77} = 2,17$$

A Figura 21-44*a* mostra a resposta. Observe quanto o *notch* é fechado para um filtro de segunda ordem.

Aumentando a ordem do filtro, podemos ampliar o *notch*. Por exemplo, a Figura 21-44*b* mostra a resposta em freqüência para um filtro *notch* com $n = 20$. O *notch* amplo reduz a sensibilidade de componente e garante que o zumbido de 60 Hz será fortemente atenuando.

Figura 21-44 (*a*) Filtro *notch* de segunda ordem para 60 Hz; (*b*) filtro notch com $n = 20$.



PROBLEMA PRÁTICO 21-12 Na Figura 21-43, determine o valor de R_2 para obter um Q igual a 3. Além disso, determine o valor de C para uma freqüência central de 120 Hz.

21-11 Filtros Passa-Todas

Na Seção 21-1 discutimos a idéia básica do *filtro passa-todas*. Embora o termo filtro passa-todas seja bastante usado na indústria, um nome mais descritivo seria *filtro de fase* porque o filtro desloca a fase do sinal de saída sem alterar a magnitude. Um outro título descritivo seria *filtro de atraso de tempo*, visto que o atraso de tempo está relacionado ao deslocamento de fase.

Estágio Passa-Todas de Primeira Ordem

O filtro passa-todas tem um ganho de tensão constante para todas as freqüências. Esse tipo de filtro é útil quando queremos produzir certo deslocamento de fase para um sinal sem alterar a amplitude.

A Figura 21-45*a* mostra um *filtro de atraso passa-todas de primeira ordem*. Ele é de primeira ordem porque tem apenas um capacitor. Esse é o deslocador de fase que discutimos no Capítulo 20. Lembre-se de que ele desloca a fase do sinal de saída entre 0° e –180°. A freqüência central de um filtro passa-todas está onde o deslocamento de fase está na metade do máximo. Para um filtro de atraso de primeira ordem, a freqüência central tem um deslocamento de fase de –90°.

A Figura 21-45*b* mostra um *filtro de avanço passa-todas de primeira ordem*. Nesse caso, o circuito desloca a fase do sinal de saída entre 180° e 0°. Isso significa que o sinal de saída pode adiantar em relação ao sinal de entrada em até +180°. Para um filtro de avanço de primeira ordem, o deslocamento de fase é de +90° na freqüência central.

Filtro Passa-Todas de Segunda Ordem

Um filtro passa-todas de segunda ordem tem pelo menos um amp-op, dois capacitores e alguns resistores que podem deslocar a fase entre 0° e ±360°. Além disso, é possível ajustar o valor de Q de um filtro passa-todas de segunda ordem para alterar a forma da resposta de fase entre 0° e ±360°. A freqüência central de um filtro de segunda ordem está onde o deslocamento de fase é igual a ±180°.

A Figura 21-46 mostra um *filtro de atraso passa-todas MFB de segunda ordem*. Ele tem um amp-op, quatro resistores e dois capacitores, que é a configuração mais simples. Configurações mais complexas usam dois ou mais amp-ops,

Figura 21–45 Estágios passa-todas de primeira ordem; (a) atraso da fase de saída; (b) avanço da fase de saída.

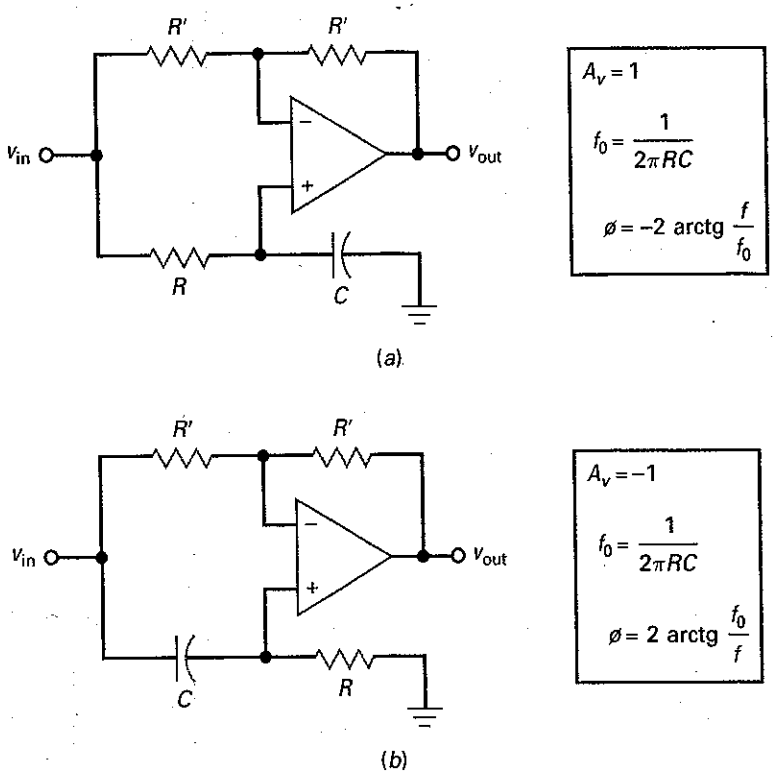
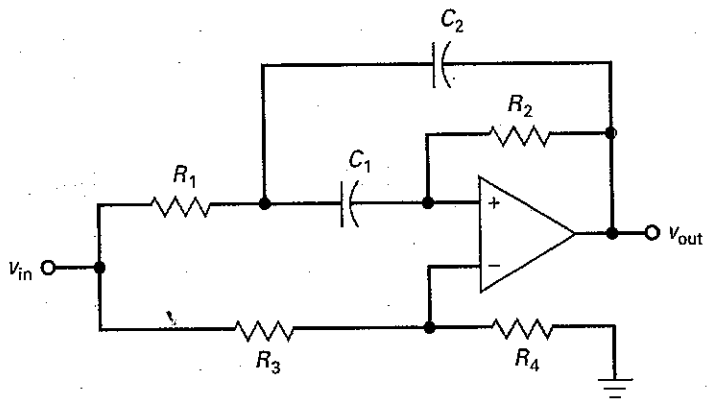


Figura 21–46 Estágio passa-todas de segunda ordem.



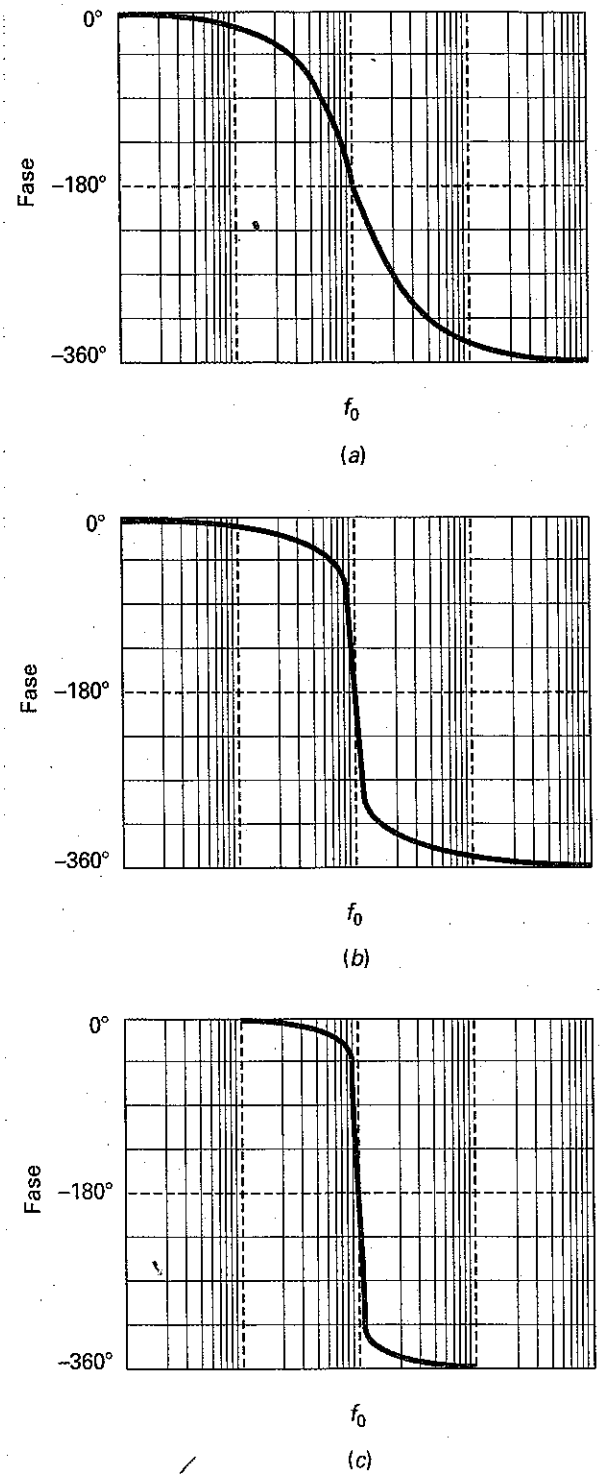
dois capacitores e alguns resistores. Com um filtro passa-todas de segunda ordem, podemos determinar a freqüência central e o Q do circuito.

A Figura 21-47 mostra a resposta de fase de um filtro de atraso passa-todas de segunda ordem com $Q = 0{,}707$. Observe como a fase de saída aumenta de 0° para –360°. Aumentando Q para 2, podemos obter uma resposta de fase como mostra a Figura 21-47*b*. Um valor de Q maior não altera a freqüência central, mas a fase varia mais rápido próximo à freqüência central. Um Q igual a 10 produz a resposta de fase muito mais íngreme vista na Figura 21-47*c*.

Deslocamento de Fase Linear

Para evitar distorção de sinais digitais (pulsos retangulares), um filtro tem de ter um deslocamento de fase linear para a fundamental e todos os harmônicos significativos. Uma necessidade equivalente é um atraso de tempo constante para todas

Figura 21–47 Resposta de fase de segunda ordem; (*a*) $Q = 0{,}707$; (*b*) $Q = 2$; (c) $Q = 10$.

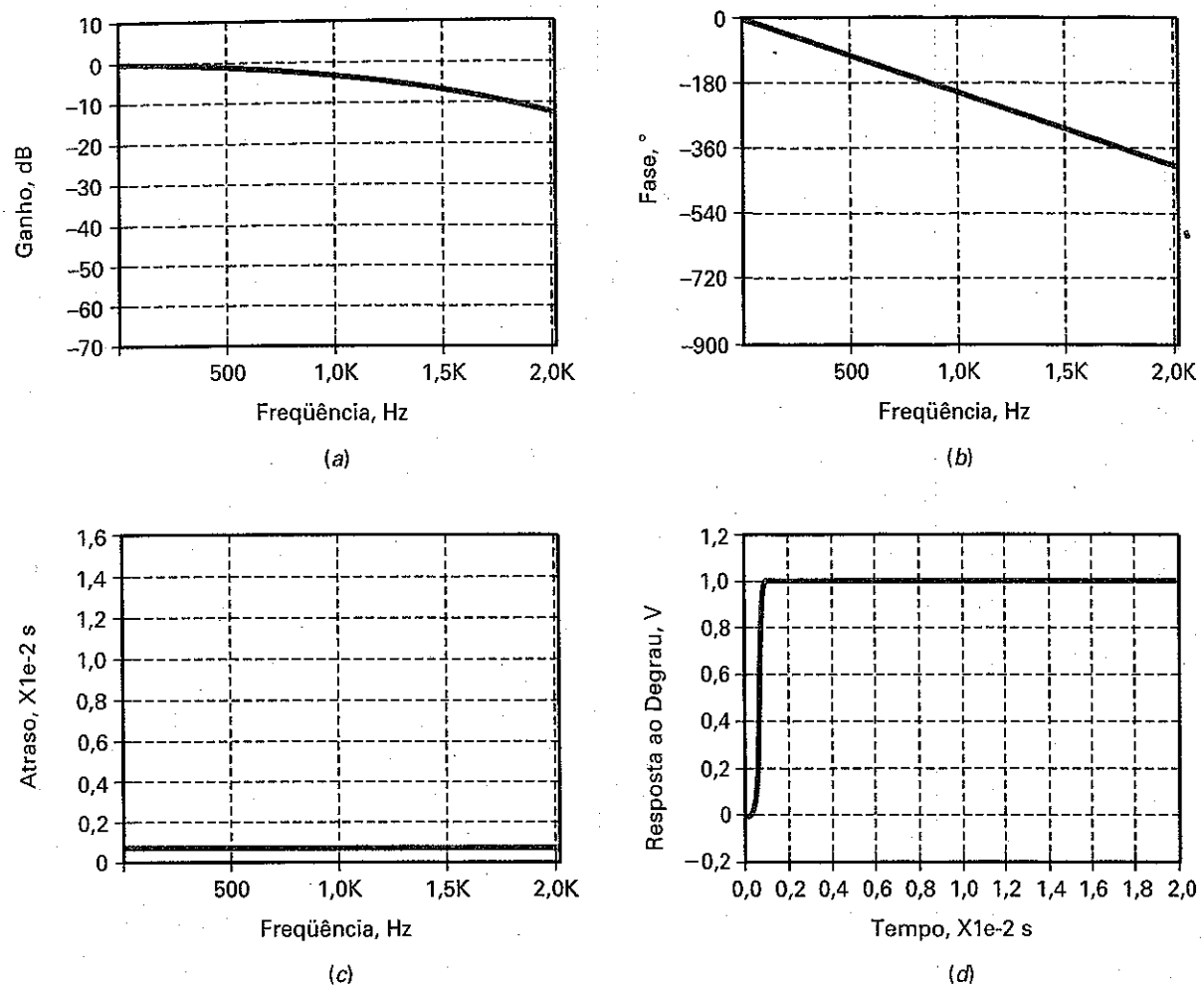


as freqüências na banda de passagem. A aproximação Bessel produz um deslocamento de fase quase linear e um atraso de tempo constante. Porém, a taxa de decaimento lenta da aproximação Bessel pode não ser adequada. Algumas vezes, a única solução é usar uma das outras aproximações para obter a taxa de decaimento necessária, e então usar um filtro passa-todas para corrigir o deslocamento de fase conforme necessário para obter um deslocamento de fase linear total.

Respostas Bessel

Por exemplo, suponha que precisemos de um filtro passa-baixas com $A_p = 3$ dB, $f_c = 1$ kHz, $A_s = 60$ dB e $f_s = 2$ kHz e com um deslocamento linear de fase para todas

Figura 21–48 Respostas Bessel para $n = 10$. (*a*) Ganho; (*b*) fase; (*c*) atraso de tempo; (*d*) resposta ao degrau.



as freqüências na banda de passagem. Se um filtro Bessel de décima ordem fosse usado, ele produziria a resposta em freqüência vista na Figura 21-48*a*, a resposta de fase vista na Figura 21-48*b*, a resposta de atraso de tempo vista na Figura 21-48*c* e a resposta ao degrau apresentada na Figura 21-48*d*.

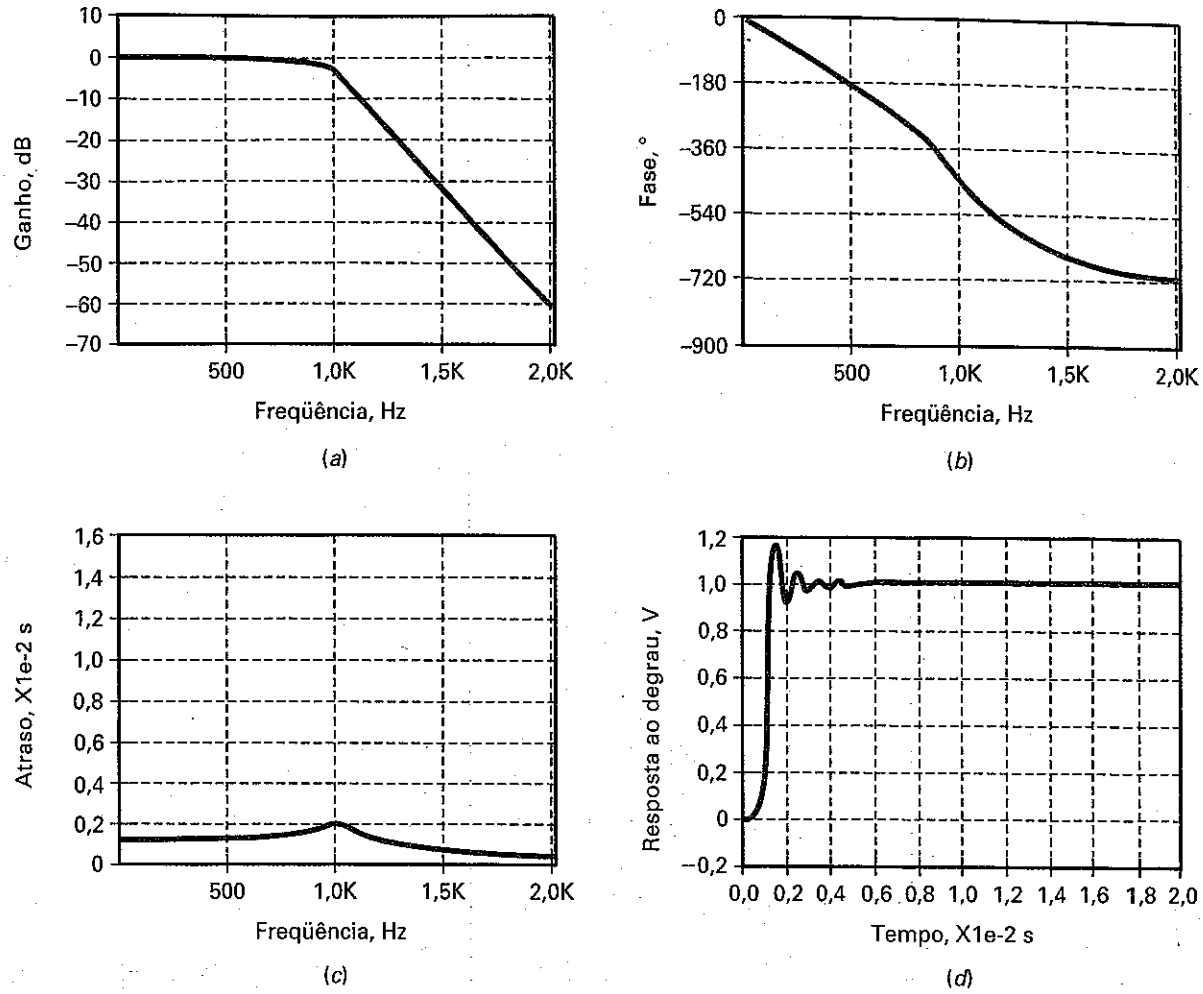
Primeiro, observe o decaimento lento na Figura 21-48*a*. A freqüência de corte é 1 kHz. Numa oitava acima, a atenuação é apenas 12 dB, o que não atende à especificação de $A_s = 60$ dB e $f_s = 2$ kHz. Mas veja a linearidade na resposta de fase na Figura 21-48*b*. Esse tipo de resposta de fase é quase perfeita para sinais digitais. Deslocamentos lineares de fase e atrasos de tempo constantes são sinônimos. Por isso o atraso de tempo é constante na Figura 21-48*c*. Finalmente, observe como a resposta ao degrau é íngreme na Figura 21-48*d*. Ela pode não ser perfeita, mas é bem próxima.

Respostas Butterworth

Para atender às especificações, podemos fazer o seguinte: conectar em cascata um filtro Butterworth de décima ordem e filtros passa-todas. O filtro Butterworth produzirá a taxa de decaimento necessária e o filtro passa-todas produzirá a resposta de fase que complementa a resposta de fase Butterworth para se obter uma resposta de fase linear.

Um filtro Butterworth de décima ordem produz a resposta em freqüência da Figura 21-49*a*, a resposta de fase da Figura 21-49*b*, a resposta de atraso de tempo da Figura 21-49*c* e a resposta ao degrau da Figura 21-49*d*. Como podemos ver, a

Figura 21–49 Respostas Butterworth para $n = 10$: (*a*) Ganho; (*b*) fase; (*c*) atraso de tempo; (*d*) resposta ao degrau.



atenuação é 60 dB em 2 kHz (Figura 21-49*a*), a qual atende às especificações de $A_s = 60$ dB e $f_s = 2$ kHz. Observe como não é linear a resposta de fase da Figura 21-49*b*. Esse tipo de resposta de fase distorce sinais digitais. Igualmente, observe o pico no atraso de tempo da Figura 21-49*c*. Finalmente, observe o *overshoot* na resposta ao degrau mostrado na Figura 21-49*d*.

Equalizadores de Atraso

Um dos principais usos dos filtros passa-todas é corrigir a resposta de fase total acrescentando o deslocamento de fase necessário para cada freqüência para linearizar a resposta de fase total. Quando isso é feito, o atraso de tempo torna-se constante e o *overshoot* desaparece. Quando usado para compensar o atraso de tempo de um outro filtro, o filtro passa-todas é algumas vezes denominado **equalizador de atraso**. Um equalizador de atraso tem um atraso de tempo que se parece com uma imagem invertida do atraso de tempo original. Por exemplo, para compensar o atraso de tempo na Figura 21-49*c*, o equalizador de atraso precisa ter uma versão "de cabeça para baixo" da Figura 21-49*c*. Como o atraso de tempo total é a soma dos dois atrasos, o atraso de tempo total será plano ou constante.

O problema no projeto de um equalizador de atraso é que ele é extremamente complicado. Devido aos cálculos difíceis que são necessários, somente com o uso de computadores pode-se encontrar os valores dos componentes num tempo razoável. Para sintetizar um filtro passa-todas, o computador tem de conectar em cascata alguns estágios passa-todas de segunda ordem e então variar os valores das freqüências centrais e dos Qs conforme necessário para obter o projeto final.

Exemplo 21-13

MultiSim

Na Figura 21-45*b*, $R = 1\ k\Omega$ e $C = 100$ nF. Qual o deslocamento de fase da tensão de saída quando $f = 1$ kHz?

SOLUÇÃO A Figura 21-45*b* fornece a equação para a freqüência de corte:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(1\ k\Omega)(100\ nF)} = 1{,}59\ kHz$$

O deslocamento de fase é:

$$\phi = 2\text{arctg}\frac{1{,}59\ kHz}{1\ kHz} = 116°$$

21-12 Filtros Biquadrático e de Variável de Estado

Todos os filtros de segunda ordem discutidos até o momento usaram apenas um amp-op. Esses estágios com um amp-op são adequados para muitas aplicações. Em aplicações mais restritas, são usados estágios de segunda ordem mais complexos.

Filtro Biquadrático

A Figura 21-50 mostra um **filtro passa-baixas/rejeita-faixa biquadrático** de segunda ordem. Ele tem três amp-ops, dois capacitores iguais e seis resistores. Os resistores R_2 e R_1 determinam o ganho de tensão. Os resistores R_3 e R_3' têm o mesmo valor nominal, assim como R_4 e R_4'. As equações do circuito são mostradas na Figura 21-50.

O filtro biquadrático também é conhecido como *filtro TT* (*Tow-Thomas*). Esse tipo de filtro pode ser sintonizado variando R_3. Esse ajuste não tem efeito no ganho de tensão, que é uma vantagem. O filtro biquadrático da Figura 21-50 também tem uma saída passa-baixas. Em algumas aplicações, ter as respostas passa-faixa e passa-baixas simultaneamente é uma vantagem.

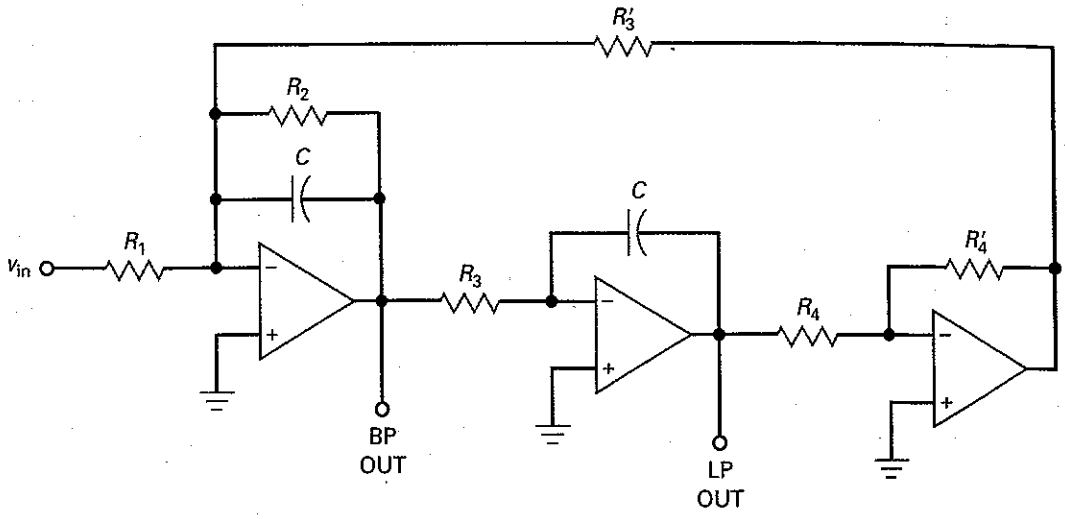
Eis uma outra vantagem do filtro biquadrático: conforme mostra a Figura 21-50, a largura de banda de um filtro biquadrático é dada por:

$$BW = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Com o filtro biquadrático da Figura 21-50, podemos variar independentemente o ganho de tensão com R_1, a largura de banda com R_2 e a freqüência central com R_3. Ter o ganho de tensão, a freqüência central e a largura de banda sintonizáveis independentemente é a principal vantagem e uma das razões do uso comum dos filtros biquadráticos.

Acrescentando um quarto amp-op e mais componentes, podemos construir também filtros biquadráticos passa-altas, rejeita-faixa e passa-todas. Quando a tolerância dos componentes é um problema, os filtros biquadráticos são normalmente usados porque eles têm menos sensibilidade às variações nos valores dos componentes do que os filtros MFB *Sallen-Key*.

Figura 21–50 Estágio biquadrático.



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$Q = \frac{R_2}{R_3}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Filtro de Variável de Estado

O **filtro de variável de estado** também é denominado *filtro KHN* em homenagem aos inventores (Kerwin, Huelsman e Newcomb). Duas configurações são disponíveis: inversora e não inversora. A Figura 21-51 mostra um filtro de variável de estado de segunda ordem. Ele tem três saídas simultâneas: passa-baixas, passa-altas e passa-faixa. Isso pode ser uma vantagem em algumas aplicações.

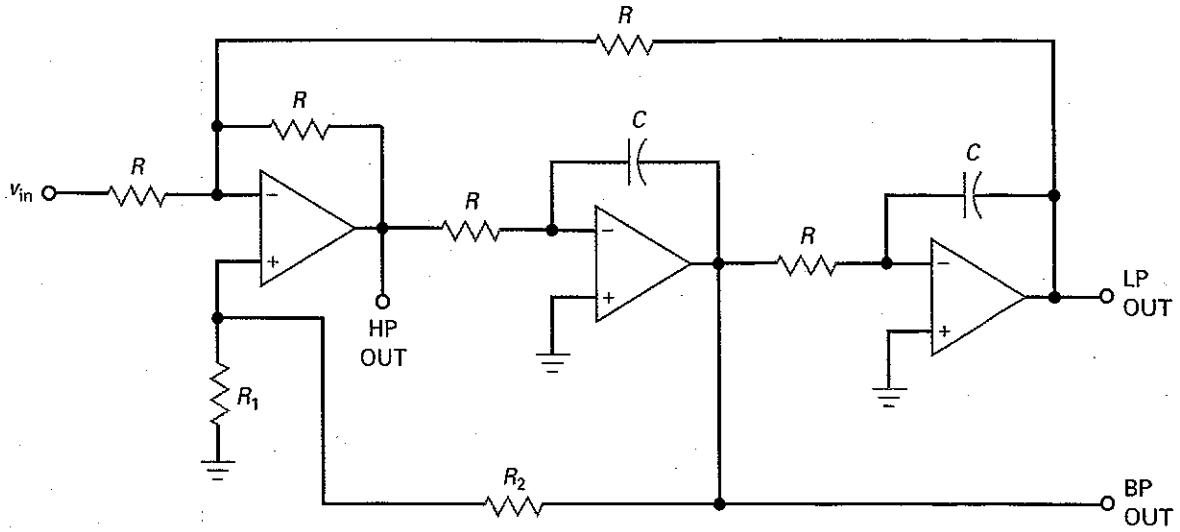
Acrescentando um quarto amp-op e alguns componentes, o Q do circuito torna-se independente do ganho de tensão e da freqüência central. Isso significa que o Q é constante quando a freqüência central varia. Um Q constante significa que a largura de banda é uma porcentagem fixa da freqüência central. Por exemplo, se $Q = 10$, a largura de banda será 10% de f_0. Isso é desejável em algumas aplicações em que a freqüência central é alterada.

Assim como no biquadrático, o filtro de variável de estado usa mais partes que os filtros VCVS e MFB. Porém os amp-ops adicionais e os outros componentes o tornam mais satisfatório para filtros de ordem maior e aplicações críticas. Além disso, os filtros biquadrático e de variável de estado apresentam menos sensibilidade aos componentes, o que resulta em um filtro que é fácil de ser produzido e necessita de menos ajustes.

Conclusão

A Tabela Resumo 21-1 apresenta os quatro circuitos básicos de filtro usados para implementar as diferentes aproximações. Conforme indicado, os filtros Sallen-Key se enquadram na classe geral de filtros VCVS, os filtros de realimentação múltipla são abreviados por *MFB*, os filtros biquadráticos podem ser denominados *filtros TT* e os filtros de variável de estado são conhecidos como *filtros KHN*. A

Figura 21–51 Estágio de um filtro de variável de estado.



$$A_v = \frac{1}{3}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)$$

$$Q = A_v$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

complexidade dos filtros VCVS e MFB é baixa porque eles usam apenas um amp-op, ao passo que a complexidade dos filtros TT e KHN é alta porque eles podem usar de três a cinco amp-ops num estágio de segunda ordem.

Tabela Resumo 21-1 Circuitos Básicos de Filtro

Tipo	Outros nomes	Complexidade	Sensibilidade	Sintonia	Vantagens
Sallen-Key	VCVS	Baixa	Alta	Difícil	Simplicidade, não-inversor
Realimentação múltipla	MFB	Baixa	Alta	Difícil	Simplicidade, inversor
Biquadrático	TT	Alta	Baixa	Fácil	Estabilidade, saídas extras, BW constante
Variável de estado	KHN	Alta	Baixa	Fácil	Estabilidade, saídas extras, Q constante

Os filtros VCVS e MFB têm uma alta sensibilidade à tolerância dos componentes, ao passo que os filtros TT e KHN têm uma sensibilidade menor. Os filtros VCVS e MFB podem ser um pouco difíceis de serem sintonizados por causa da interação entre ganho de tensão, freqüências de corte e central e os valores de Q. O filtro TT é de fácil sintonia porque o ganho de tensão, a freqüência central e a largura de banda são sintonizados independentemente. O filtro KHN tem ganho de tensão, freqüência central e Q sintonizáveis independentemente. Finalmente, os filtros VCVS e MFB oferecem simplicidade e os filtros TT e KHN oferecem estabilidade e saídas adicionais. Quando a freqüência central de um filtro passa-faixa é alterada, o filtro TT tem uma largura de banda constante e o filtro KHN tem um Q constante.

Embora qualquer uma das cinco aproximações (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso, elíptica e Bessel) possa ser implementada com circuitos com

Resumo Tabela 21-2	Aproximações e Circuitos		
Tipo	Banda de passagem	Banda de corte	Estágios utilizados
Butterworth	Plana	Monotônico	VCVS, MFB, TT, KHN
Chebyshev	Com ondulações	Monotônico	VCVS, MFB, TT, KHN
Chebyshev inverso	Plana	Com ondulações	KHN
Elíptica	Com ondulações	Com ondulações	KHN
Bessel	Plana	Monotônico	VCVS, MFB, TT, KHN

amp-op, as aproximações mais complicadas (Chebyshev e elíptica) podem ser implementadas com circuitos VCVS ou MFB. A Tabela Resumo 21-2 mostra as cinco aproximações e os tipos de estágios que podem ser usados com elas. Como podemos ver, as respostas rejeita-faixa ondulada das aproximações Chebyshev inverso e elíptica necessitam de um filtro complexo como o KHN (variável de estado) para implementação.

Este capítulo discutiu quatro dos circuitos de filtros mais básicos, mostrados na Tabela Resumo 21-1. Esses circuitos básicos são bastante comuns e de uso amplo. Porém, devemos estar cientes do fato de que muito mais circuitos são disponibilizados em programas de computador usados no projeto de filtros. Isso inclui os seguintes estágios de segunda ordem: Akerberg-Mossberg, Bach, Berha-Herpy, Boctor, Dliyannis-Friend, Fliege, Mikhael-Bhattacharyya, Scultery e o twin-T. Todos esses circuitos de filtros ativos usados atualmente têm vantagens e desvantagens que permitem ao projetista escolher o melhor compromisso para uma aplicação.

Resumo

SEÇÃO 21-1 RESPOSTAS IDEAIS

Existem cinco tipos básicos de respostas: passa-baixas, passa-altas, passa-banda, rejeita-faixa e passa-todas. Os cinco primeiros têm uma banda de passagem e uma banda de corte. Idealmente, a atenuação deve ser zero na banda de passagem e infinita na banda de corte com uma transição do tipo vertical.

SEÇÃO 21-2 RESPOSTAS APROXIMADAS

A banda de passagem é identificada pela sua baixa atenuação e pela sua freqüência de borda. A banda de corte é identificada pela sua alta atenuação e freqüência de borda. A ordem de um filtro é o número de componentes reativos. Nos filtros ativos, esse parâmetro é geralmente o número de capacitores. As cinco aproximações são a Butterworth (banda de passagem maximamente plana), a Chebyshev (banda de passagem com ondulação), a Chebyshev inverso (banda de passagem plana e banda de corte com ondulação), a elíptica (bandas de passagem e atenuação com ondulação) e a Bessel (atraso de tempo maximamente plano).

SEÇÃO 21-3 FILTROS PASSIVOS

Um filtro *LC* passa-baixas tem uma freqüência ressonante f_0 e um Q. A resposta é maximamente plana quando $Q = 0{,}707$. Conforme Q aumenta, aparece um pico na resposta, sendo centrado na freqüência de ressonância. A resposta Chebyshev ocorre com Q maior que 0,707 e a resposta Bessel com $Q = 0{,}577$. Quanto maior o Q, mais rápido é o decaimento na região de transição.

SEÇÃO 21-4 ESTÁGIOS DE PRIMEIRA ORDEM

Estágios de primeira ordem têm um único capacitor e um ou mais resistores. Todos os estágios de primeira ordem produzem uma resposta Butterworth porque os picos só são possíveis em estágios de segunda ordem. Um estágio de primeira ordem pode produzir uma resposta passa-baixas ou passa-altas.

SEÇÃO 21-5 FILTROS PASSA-BAIXAS VCVS DE SEGUNDA ORDEM E GANHO UNITÁRIO

Estágios de segunda ordem são o tipo mais comum porque eles são fáceis de serem implementados e analisados. O fator Q do estágio produz diferentes valores de K. A freqüência de pólo de um estágio passa-baixas pode ser multiplicada pelos seus valores de K para se obter a freqüência ressonante se existir um pico, uma freqüência de corte e uma freqüência de 3 dB.

SEÇÃO 21-6 FILTROS DE ORDEM MAIOR

Filtros de ordem maior são geralmente feitos conectando em cascata estágios de segunda ordem ou um estágio de primeira ordem quando a ordem total for ímpar. Quando os estágios dos filtros são conectados em cascata, somamos os ganhos em decibel dos estágios para obter o ganho total em decibel. Para obtermos a resposta Butterworth para um filtro de ordem maior, temos de escalonar os *Qs* dos estágios. Para obter a resposta Chebyshev e outras, temos de escalonar freqüências de pólo e *Qs*.

SEÇÃO 21-7 FILTROS PASSA-BAIXAS VCVS DE COMPONENTES IGUAIS

Os filtros *Sallen-Key* de componentes iguais controlam o *Q* ajustando o ganho de tensão. O ganho de tensão tem de ser menor que 3 para evitar oscilações. *Qs* maiores são difíceis de obter com esse circuito porque a tolerância dos componentes torna-se muito importante na determinação do ganho de tensão e do fator *Q*.

SEÇÃO 21-8 FILTROS PASSA-ALTAS VCVS

Filtros passa-altas VCVS têm a mesma configuração que os filtros passa-baixas, exceto que os resistores e capacitores são intercambiados. Novamente, os valores de *Q* determinam os valores de *K*. Dividimos a freqüência de pólo pelos valores de *K* para obtermos a freqüência ressonante, a freqüência de corte e a freqüência de 3 dB.

SEÇÃO 21-9 FILTROS PASSA-FAIXA MFB

Os filtros passa-baixas e passa-altas podem ser conectados em cascata para se obter um filtro passa-faixa, desde que o fator *Q* seja menor que 1. Quando *Q* for maior que 1, temos um filtro de banda estreita em vez de banda larga.

SEÇÃO 21-10 FILTROS REJEITA-FAIXA

Filtros rejeita-faixa podem ser usados para eliminar uma freqüência específica como por exemplo o zumbido de 60 Hz induzido em circuitos pela rede de alimentação ca. Com um filtro *notch* Sallen-Key, o ganho de tensão controla o *Q* do circuito. O ganho de tensão tem de ser menor que 2 para evitar oscilações.

SEÇÃO 21-11 FILTROS PASSA-TODAS

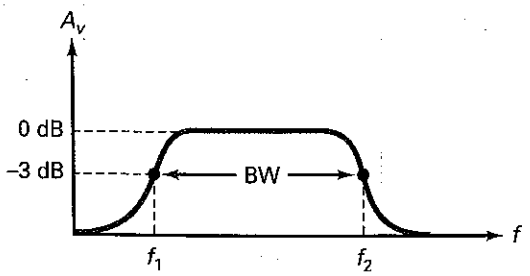
Com o sentido de um termo pouco adequado, o filtro passa-todas faz mais que permitir a passagem de todas as freqüências sem atenuação. Esse tipo de filtro é projetado para controlar a fase do sinal de saída. O uso do filtro passa-todas é especialmente importante como um equalizador de fase ou tempo de atraso. Com um dos outros filtros produzindo a resposta em freqüência desejada e um filtro passa-todas produzindo a resposta de fase desejada, o filtro total tem uma resposta de fase linear, equivalente ao atraso de tempo maximamente plano.

SEÇÃO 21-12 FILTROS BIQUADRÁTICO E DE VARIÁVEL DE ESTADO

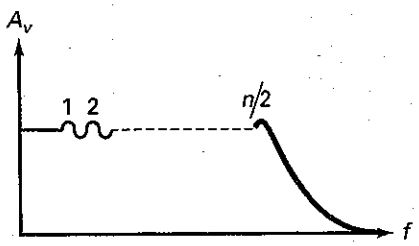
Os filtros biquadrático ou TT usam três ou quatro amp-ops. Embora mais complexo, o filtro biquadrático oferece uma sensibilidade de componente mais baixa e uma sintonia mais fácil. Esse tipo de filtro também tem saídas passa-baixas e passa-faixa ou saídas passa-altas e rejeita-faixa simultâneas. Os filtros de variáveis de estado ou KHN também usam três ou mais amp-ops. Quando um quarto amp-op é usado, ele oferece uma sintonia fácil por causa do ganho de tensão, da freqüência central e do *Q* serem todos sintonizáveis independentemente.

Definições

(21-1) Largura de banda (BW):

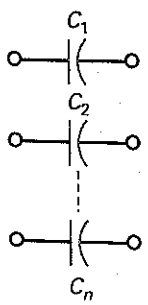


(21-5) Número de ondulações:



$$\text{Nº de ondulações} = \frac{n}{2}$$

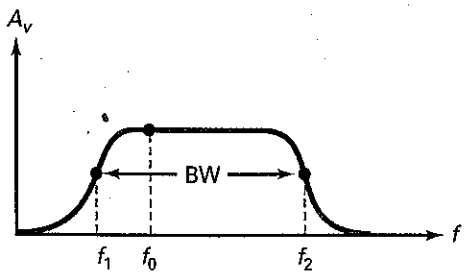
(21-4) Ordem de um filtro:



n = nº de capacitores

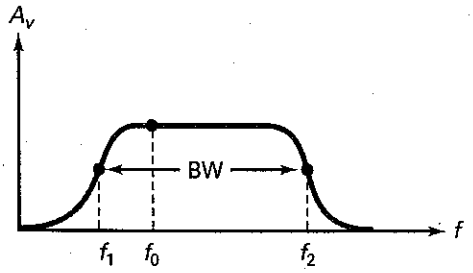
Derivações

(21-2) Freqüência central:



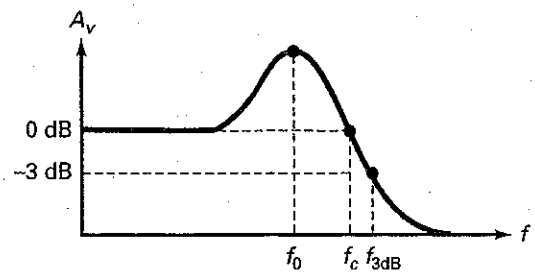
$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

(21-3) Fator Q do estágio:



$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

(21-22) a (21-24) Freqüências central, de corte e de 3 dB:



$$f_0 = K_0 f_p$$
$$f_c = K_c f_p$$
$$f_{3dB} = K_3 f_p$$

Atividades para o Estudante

1. A região entre a banda de passagem e a banda de corte é denominada
   a. Atenuação
   b. Centro
   c. Transição
   d. Ondulação
2. A freqüência central de um filtro passa-faixa é sempre igual à
   a. Largura de banda
   b. Média geométrica das freqüências de corte
   c. Largura de banda dividida por Q
   d. Freqüência de 3 dB
3. O fator Q de um filtro de banda estreita é sempre
   a. Pequeno
   b. Igual à BW dividida por f_0
   c. Menor que 1
   d. Maior que 1
4. Um filtro rejeita-faixa é algumas vezes denominado
   a. *Snubber*
   b. Deslocador de fase
   c. Filtro *notch*
   d. Circuito de atraso de tempo
5. O filtro passa-todas
   a. Não tem banda de passagem
   b. Tem uma banda de corte
   c. O mesmo ganho em todas as freqüências
   d. Um decaimento rápido acima da freqüência de corte
6. Uma aproximação que tem uma banda de passagem maximamente plana é a
   a. Chebyshev
   b. Chebyshev inverso
   c. Elíptica
   d. Cauer
7. A aproximação com ondulação na banda de passagem é a
   a. Butterworth
   b. Chebyshev inverso
   c. Elíptica
   d. Bessel
8. A aproximação que menos distorce os sinais digitais é a
   a. Butterworth
   b. Chebyshev
   c. Elíptica
   d. Bessel
9. Se um filtro tem seis estágios de segunda ordem e um estágio de primeira ordem, sua ordem é
   a. 2 c. 7
   b. 6 d. 13
10. Se um filtro Butterworth tem nove estágios de segunda ordem, sua taxa de decaimento é
    a. 20 dB por década
    b. 40 dB por década
    c. 180 dB por década
    d. 360 dB por década
11. Se $n = 10$, a aproximação com a taxa de decaimento mais rápida na região de transição é
    a. Butterwoth
    b. Chebyshev
    c. Chebyshev inverso
    d. Elíptica
12. A aproximação elíptica tem uma
    a. Taxa de decaimento lenta comparada com a aproximação Cauer
    b. Banda de corte com ondulação
    c. Banda de passagem maximamente plana
    d. Banda de corte monotônica

13. **Um deslocamento linear de fase é equivalente a**
   a. Um Q igual a 0,707
   b. Uma banda de corte maximamente plana
   c. Um atraso de tempo constante
   d. Uma banda de passagem com ondulação

14. **O filtro com a menor taxa de decaimento é o**
   a. Butterworth
   b. Chebyshev
   c. Elíptico
   d. Bessel

15. **Um estágio de um filtro ativo de primeira ordem tem**
   a. Um capacitor
   b. Dois amp-ops
   c. Três resistores
   d. Um Q alto

16. **Um estágio de primeira ordem não pode ter**
   a. Resposta Butterworth
   b. Resposta Chebyshev
   c. Banda de passagem maximamente plana
   d. Taxa de decaimento de 20 dB por década

17. **Os filtros Sallen-Key também são denominados filtros**
   a. VCVS
   b. MFB
   c. Biquadráticos
   d. De variáveis de estado

18. **Para construirmos um filtro de décima ordem, devemos conectar em cascata**
   a. 10 estágios de primeira ordem
   b. 5 estágios de segunda ordem
   c. 3 estágios de terceira ordem
   d. 2 estágios de quarta ordem

19. **Para obter uma resposta Butterworth com um filtro de oitava ordem, os estágios necessitam ter**
   a. Fatores Q iguais
   b. Freqüências centrais diferentes
   c. Indutores
   d. Fatores Q escalonados

20. **Para obter uma resposta Chebyshev com um filtro de décima segunda ordem, os estágios precisam ter**
   a. Fatores Q iguais
   b. Freqüências centrais iguais
   c. Larguras de banda escalonadas
   d. Freqüências de pólo e fatores Q escalonados

21. **O Q de um estágio de segunda ordem *Sallen-Key* de componentes iguais depende**
   a. Do ganho de tensão
   b. Da freqüência central
   c. Da largura de banda
   d. Do GBW do amp-op

22. **Com filtros passa-altas Sallen-Key, a freqüência de pólo tem de ser**
   a. Somada aos valores de K
   b. Subtraída dos valores de K
   c. Multiplicada pelos valores de K
   d. Dividida pelos valores de K

23. **Se a largura de banda aumenta,**
   a. A freqüência central diminui
   b. O fator Q diminui
   c. A taxa de decaimento aumenta
   d. Aparecem ondulações na banda de corte

24. **Quando Q for maior que 1, um filtro passa-faixa deve ser construído com**
   a. Estágios passa-baixas e passa-altas
   b. Estágios MFB
   c. Estágios *notch*
   d. Estágios passa-todas

25. **O filtro passa-todas é usado quando**
   a. São necessárias altas taxas de decaimento
   b. É importante o deslocamento de fase
   c. É necessária uma banda de passagem maximamente plana
   d. É importante uma banda de corte com ondulação

26. **Um filtro passa-altas de segunda ordem pode variar a fase de saída de**
   a. 90 a -90°
   b. 0 a -180°
   c. 0 a -360°
   d. 0 a -720°

27. **O filtro passa-altas algumas vezes é denominado**
   a. Filtro Tow-Thomas
   b. Equalizador de atraso
   c. Filtro KHN
   d. Filtro de variável de estado

28. **O filtro biquadrático**
   a. Tem baixa sensibilidade aos componentes
   b. Usa três ou mais amp-ops
   c. Também é denominado filtro Tow-Thomas
   d. Tem todas as características citadas acima

29. **O filtro de variável de estado**
   a. Tem saídas passa-baixas, passa-altas e rejeita-faixa
   b. É de difícil sintonia
   c. Tem alta sensibilidade aos componentes
   d. Usa menos que três amp-ops

30. **Se GBW for limitado, o Q do estágio**
   a. Permanecerá lento
   b. Será dobrado
   c. Diminuirá
   d. Aumentará

31. **Para corrigir um GBW limitado, um projetista pode usar**
   a. Um atraso de tempo constante
   b. Predistorção
   c. Um deslocador de fase linear
   d. Uma banda de passagem com ondulação

Problemas

SEÇÃO 21-1 RESPOSTAS IDEAIS

21-1 Um filtro passa-faixa tem freqüências de corte inferior e superior iguais a 445 Hz e 7800 Hz, respectivamente. Quais são os valores da largura de banda, freqüência central e fator Q? Esse filtro é de banda estreita ou de banda larga?

21-2 Se um filtro passa-faixa tem freqüências de corte iguais a 20 kHz e 22,5 kHz, quais são os valores da largura de banda, freqüência central e fator Q? Esse filtro é de banda estreita ou de banda larga?

21-3 Identifique os seguintes filtros como banda estreita ou banda larga:

a. $f_1 = 2{,}3\text{ kHz}$ e $f_2 = 4{,}5\text{ kHz}$

b. $f_1 = 47\text{ kHz}$ e $f_2 = 75\text{ kHz}$

c. $f_1 = 2\text{ Hz}$ e $f_2 = 5\text{ Hz}$

d. $f_1 = 80\text{ Hz}$ e $f_2 = 160\text{ Hz}$

SEÇÃO 21-2 RESPOSTAS APROXIMADAS

21-4 Determinado filtro ativo contém 7 capacitores. Qual a ordem desse filtro?

21-5 Se um filtro Butterworth contém 10 capacitores, qual a taxa de decaimento dele?

21-6 Determinado filtro Chebyshev tem 14 capacitores. Quantas ondulações existem na banda de passagem?

SEÇÃO 21-3 FILTROS PASSIVOS

21-7 O filtro da Figura 21-17 tem $L = 20$ mH, $C = 5\ \mu$F e $R = 600\ \Omega$. Qual a freqüência de ressonância? Qual o valor de Q?

21-8 Se a indutância for reduzida por um fator de 2 no Problema 21-7, qual é a freqüência de ressonância? Qual o valor de Q?

SEÇÃO 21-4 ESTÁGIOS DE PRIMEIRA ORDEM

21-9 Na Figura 21-21*a*, $R_1 = 15$ kΩ e $C_1 = 270$ nF. Qual a freqüência de corte?

21-10 **MultiSim** Na Figura 21-21*b*, $R_1 = 7{,}5$ kΩ, $R_2 = 33$ kΩ, $R_3 = 20$ kΩ e $C_1 = 680$ pF. Qual é a freqüência de corte? Qual o ganho de tensão na banda de passagem?

21-11 **MultiSim** Na Figura 21-21*c*, $R_1 = 2{,}2$ kΩ, $R_2 = 47$ kΩ, e $C_1 = 330$ pF. Qual é a freqüência de corte? Qual o ganho de tensão na banda de passagem?

21-12 Na Figura 21-22*a*, $R_1 = 10$ kΩ e $C_1 = 15$ nF. Qual é a freqüência de corte?

21-13 Na Figura 21-22*b*, $R_1 = 12$ kΩ, $R_2 = 24$ kΩ, $R_3 = 20$ kΩ e $C_1 = 220$ pF. Qual é a freqüência de corte? Qual é o ganho de tensão na banda de passagem?

21-14 Na Figura 21-22*c*, $R_1 = 8{,}2$ kΩ, $C_1 = 560$ nF e $C_2 = 680$ pF. Qual é a freqüência de corte? Qual é o ganho de tensão na banda de passagem?

SEÇÃO 21-5 FILTROS PASSA-BAIXAS VCVS DE SEGUNDA ORDEM E GANHO UNITÁRIO

21-15 **MultiSim** Na Figura 21-24, $R = 75$ kΩ, $C_1 = 100$ pF e $C_2 = 200$ pF. Quais são os valores da freqüência de pólo e de Q? Quais são as freqüências de corte e de 3-dB?

21-16 Na Figura 21-25, R = 51 kΩ, $C_1 = 100$ pF e $C_2 = 680$ pF. Quais são os valores da freqüência de pólo e de Q? Quais são as freqüências de corte e de 3 dB?

SEÇÃO 21-7 FILTROS PASSA-BAIXAS VCVS DE COMPONENTES IGUAIS

21-17 Na Figura 21-31, $R_1 = 51$ kΩ, $R_2 = 30$ kΩ, $R = 33$ kΩ e $C = 220$ pF. Quais são os valores da freqüência de pólo e do fator Q? Quais são as freqüências de corte e de 3-dB?

21-18 Na Figura 21-31, $R_1 = 33$ kΩ, $R_2 = 33$ kΩ, $R = 75$ kΩ e $C = 100$ pF. Quais são os valores da freqüência de pólo e do fator Q? Quais são as freqüências de corte e de 3-dB?

21-19 Na Figura 21-31, $R_1 = 75$ kΩ, $R_2 = 56$ kΩ, $R = 68$ kΩ e $C = 120$ pF. Quais são os valores da freqüência de pólo e do fator Q? Quais são as freqüências de corte e de 3 dB?

SEÇÃO 21-8 FILTROS PASSA-ALTAS VCVS

21-20 Na Figura 21-35*a*, $R_1 = 56$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ e $C = 680$ pF. Quais são os valores da freqüência de pólo e do fator Q? Quais são as freqüências de corte e de 3-dB?

21-21 **MultiSim** Na Figura 21-35*a*, $R_1 = 91$ kΩ, $R_2 = 15$ kΩ e $C = 220$ nF. Quais são os valores da freqüência de pólo e do fator Q? Quais são as freqüências de corte e de 3 dB?

SEÇÃO 21-9 FILTROS PASSA-FAIXA MFB

21-22 Na Figura 21-39, $R_1 = 2$ kΩ, $R_2 = 56$ kΩ e $C = 270$ pF. Quais são os valores do ganho de tensão, do fator Q e da freqüência central?

21-23 Na Figura 21-40, $R_1 = 3{,}6$ kΩ, $R_2 = 7{,}5$ kΩ, $R_3 = 27\ \Omega$ e $C = 22$ nF. Quais são os valores do ganho de tensão, do fator Q e da freqüência central?

21-24 Na Figura 21-41, $R_1 = 28$ kΩ, $R_3 = 1{,}8$ kΩ e $C = 1{,}8$ nF. Quais são os valores do ganho de tensão, do fator Q e da freqüência central?

SEÇÃO 21-10 FILTROS REJEITA-FAIXA

21-25 **MultiSim** Quais são os valores do ganho de tensão, do fator Q e da freqüência central para o filtro rejeita-faixa mostrado na Figura 21-43 se $R = 56$ kΩ, $C = 180$ nF, $R_1 = 20$ kΩ e $R_2 = 10$ kΩ? Qual a largura de banda?

SEÇÃO 21-11 FILTROS PASSA-TODAS

21-26 Na Figura 21-45*a*, $R_1 = 3{,}3$ kΩ e $C = 220$ nF. Qual a freqüência central? Qual o deslocamento de fase 1 oitava acima da freqüência central?

21-27 **MultiSim** Na Figura 21-45*b*, $R = 47$ kΩ, $C = 6{,}8$ nF. Qual a freqüência central? Qual o deslocamento de fase 1 oitava abaixo da freqüência central?

SEÇÃO 21-12 FILTROS BIQUADRÁTICO E DE VARIÁVEL DE ESTADO

21-28 Na Figura 21-50, $R_1 = 24$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 10$ kΩ, $R_4 = 15$ kΩ e $C = 3{,}3$ nF. Quais são os valores do ganho de tensão, do fator Q, da freqüência central e da largura de banda?

21-29 No Problema 21-28, varia-se R_3 de 10 kΩ a 2 kΩ. Quais são os valores da freqüência central máxima e do fator Q máximo? Qual a largura de banda mínima e máxima?

21-30 Na Figura 21-51, $R = 6{,}8$ kΩ, $C = 5{,}6$ nF $R_1 = 6{,}8$ kΩ e $R_2 = 100$ kΩ. Quais são os valores do ganho, do fator Q e da freqüência central?

Raciocínio Crítico

21-31 Um filtro passa-faixa tem uma freqüência central de 50 kHz e um Q igual a 20. Quais são as freqüências de corte?

21-32 Um filtro passa-faixa tem uma freqüência de corte superior de 84,7 kHz e uma largura de banda de 12,3 kHz. Qual é a freqüência de corte inferior?

21-33 Considere que você esteja testando um filtro Butterworth com as seguintes especificações: n = 10, $A_p = 3$ dB e $f_c = 2$ kHz. Qual a atenuação em cada uma das seguintes freqüências: 4 kHz, 8 kHz e 20 kHz?

21-34 Um filtro passa-baixas Sallen-Key de ganho unitário tem uma freqüência de corte 5 kHz. Se $n = 2$ e $R = 10$ kΩ, quais os valores de C_1 e C_2 para uma resposta Butterworth?

21-35 Um filtro passa-baixas Chebyshev Sallen-Key de ganho unitário tem uma freqüência de corte de 7,5 kHz. A amplitude da ondulação é 12 dB. Se $n = 2$ e $R = 25$ kΩ, quais os valores de C_1 e C_2?

Questões de Entrevista

1. Desenhe os quatro tipos de respostas ideais dos filtros. Identifique a banda de passagem, banda de corte e freqüências de corte de cada uma.
2. Descreva as cinco aproximações usadas no projeto de filtros. Use esboços conforme necessário para mostrar o que acontece nas bandas de passagem e de atenuação.
3. Nos sistemas digitais, os filtros necessitam de uma resposta linear ou um atraso de tempo maximamente plano. O que isso significa e por que é importante?
4. Diga o que você sabe sobre como é implementado um filtro passa-baixas Chebyshev de décima ordem. Sua discussão deve incluir as freqüências centrais e os *Q*s dos estágios?
5. Para se obter um decaimento rápido e uma resposta linear de fase, alguém conectou em cascata um filtro Butterworth com um filtro passa-todas. Diga o que cada um desses filtros faz.
6. Quais são as características distintas da resposta na banda de passagem e na banda de corte?
7. O que é um filtro passa-todas?
8. O que é a resposta em freqüência da medida ou indicação de um filtro?
9. O que é a taxa de decaimento (por década ou por oitava) para um filtro ativo?
10. O que é um filtro MFB e em que situações ele é usado?
11. Que tipo de filtro é usado para equalização de atraso?

Respostas – Atividades para o Estudante

1. c
2. b
3. d
4. c
5. c
6. b
7. c
8. d
9. d
10. d
11. d
12. b
13. c
14. d
15. a
16. b
17. a
18. b
19. d
20. d
21. a
22. d
23. b
24. b
25. b
26. c
27. b
28. d
29. a
30. d
31. b

Respostas dos Problemas Práticos

21-1 $f_c = 34{,}4$ kHz

21-2 $f_c = 16{,}8$ kHz

21-3 $Q = 0{,}707$; $f_p = 13{,}7$ kHz; $f_c = 13{,}7$ kHz

21-4 $C_2 = 904$ pF

21-5 $Q = 3$; $f_p = 3{,}1$ kHz; $K_0 = 0{,}96$; $K_C = 1{,}35$; $K_3 = 1{,}52$; $A_p = 9{,}8$ dB; $f_c = 4{,}19$ kHz; $f_{3dB} = 4{,}71$ kHz

21-6 $A_v = 1{,}59$; $Q = 0{,}709$; $f_p = 21{,}9$ kHz

21-7 $A_v = 1{,}27$; $Q = 0{,}578$; $f_p = 4{,}82$ kHz; $f_c = 3{,}79$ kHz

21-9 $Q = 0{,}707$; $f_p = 998$ Hz; $f_c = 998$ Hz

21-10 $A_v = 2{,}75$; $Q = 4$; $f_p = 5{,}31$ kHz; $K_0 = 0{,}98$ kHz; $K_C = 1{,}38$; $K_3 = 1{,}53$; $A_p = 12$ dB; $f_0 = 5{,}42$ kHz; $f_c = 3{,}85$ kHz; $f_{3dB} = 3{,}47$ kHz

21-11 BW = 1,94 kHz; $f_{0(min)} = 15$ kHz; $f_{0(máx)} = 35{,}5$ kHz

21-12 $R_2 = 12$ kHz; $C = 60$ nF

capítulo 22

Circuitos Não-Lineares com Amp-Op

Amp-ops monolíticos são dispositivos baratos, versáteis e disponíveis. Eles podem ser usados não apenas em circuitos lineares como amplificadores de tensão, fontes de corrente e filtros ativos, mas também em **circuitos não-lineares** como comparadores, modeladores de formas de onda e circuitos com diodo ativo. A saída de um amp-op não-linear geralmente tem um formato diferente do sinal de entrada porque o amp-op satura durante parte do ciclo de entrada. Por isso, temos que analisar dois modos diferentes de operação para ver o que acontece durante um ciclo completo.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Explicar como um comparador funciona e descrever a importância do ponto de referência.
- Discutir comparadores que têm realimentação positiva e calcular o ponto de comutação e a histerese para esses circuitos.
- Identificar e discutir os circuitos de conversão de formas de onda.
- Identificar e discutir os circuitos geradores de formas de onda.
- Descrever como funcionam alguns circuitos com diodo ativo.
- Explicar os integradores e diferenciadores.
- Explicar a operação de um circuito amplificador classe D.

Resumo do Capítulo

22-1 Comparadores com Referência Zero

22-2 Comparadores com Referência Diferente de Zero

22-3 Comparadores com Histerese

22-4 Comparador de Janela

22-5 Integrador

22-6 Conversão de Forma de Onda

22-7 Geração de Forma de Onda

22-8 Outro Gerador de Onda Triangular

22-9 Circuitos com Diodo Ativo

22-10 Diferenciador

22-11 Amplificador Classe D

Vocabulário

amplificador classe D
capacitor *speed-up*
característica de transferência
circuitos não-lineares
comparador
comparador de coletor aberto
comparador de janela
comutação
detector de cruzamento zero
detector de pico ativo
diferenciador
grampeador positivo ativo
histerese
integrador
limitador positivo ativo
modulação por largura de pulso (PWM)
oscilador de relaxação
osciladores
padrão de Lissajous
ponto de comutação
resistor de *pullup*
retificador de meia-onda ativo
ruído térmico
Schmitt trigger

É BOM SABER

A saída do comparador visto na Figura 22-1 pode ser caracterizada como *digital* no sentido que a saída é sempre nível alto ($+V_{sat}$) ou nível baixo ($-V_{sat}$).

22-1 Comparadores com Referência Zero

Normalmente queremos comparar uma tensão com outra para saber qual é maior. Nessa situação, um **comparador** pode ser a solução perfeita. Um comparador é similar a um amp-op porque ele tem duas entradas de tensão (não-inversora e inversora) e uma saída de tensão. Ele difere de um circuito amp-op linear porque tem uma saída de dois estados, sendo uma tensão baixa ou alta. Por isso, os comparadores são normalmente usados como interface entre circuitos analógicos e digitais.

Idéia Básica

A forma mais simples de construir um comparador é usando um amp-op sem resistores de realimentação, como mostra a Figura 22-1*a*. Devido ao ganho de tensão em malha aberta ser muito alto, uma tensão de entrada positiva produz a saturação positiva, e uma tensão de entrada negativa produz a saturação negativa.

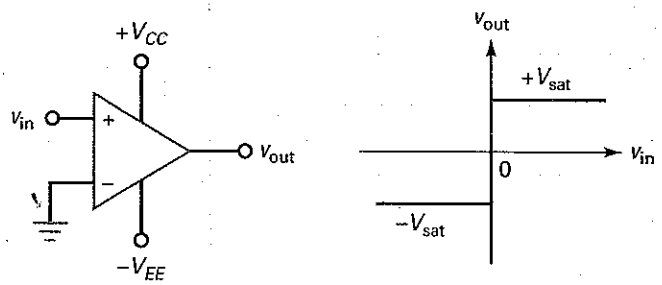
O comparador da Figura 22-1*a* é denominado **detector de cruzamento zero** porque a tensão de saída comuta idealmente do nível baixo para o nível alto ou vice-versa sempre que a tensão de entrada cruza o zero. A Figura 22-1*b* mostra a resposta entrada-saída de um detector de cruzamento zero. A tensão de entrada mínima que produz a saturação é:

$$v_{in(mín)} = \frac{\pm V_{sat}}{A_{VOL}} \tag{22-1}$$

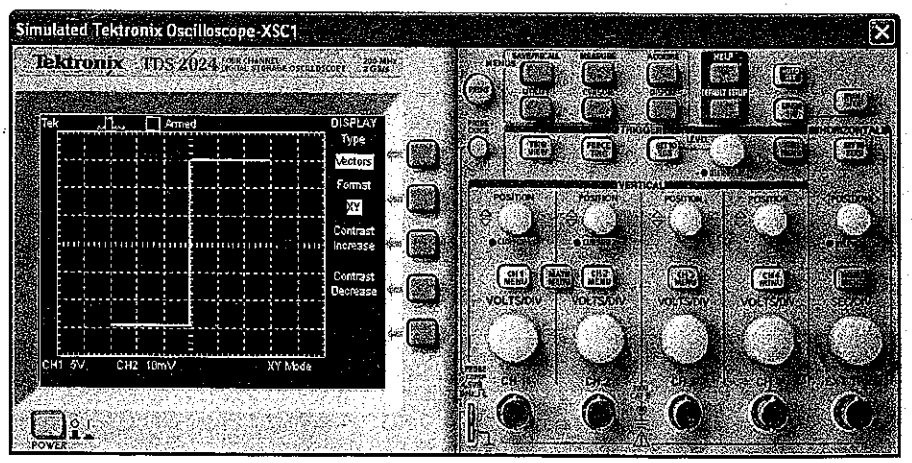
Se V_{sat} = 14 V, a saída do comparador alterna aproximadamente de –14 V a +14 V. Se o ganho de tensão em malha aberta é 100.000, a tensão de entrada necessária para produzir a saturação positiva é:

$$v_{in(mín)} = \frac{\pm 14\text{V}}{100.000} = \pm 0{,}14\text{mV}$$

Figura 22–1 (*a*) Comparador; (*b*) resposta entrada/saída; (*c*) resposta do 741c.



(*a*) (*b*)



(*c*)

Isso significa que uma tensão de entrada mais positiva que +0,014 mV coloca o comparador na saturação positiva e uma tensão de entrada mais negativa que –0,014 mV leva o comparador para a saturação negativa.

As tensões de entrada usadas nos comparadores são normalmente muito maiores que ±0,014 mV. Por isso a tensão de saída é de dois estados, podendo ser $+V_{sat}$ ou $-V_{sat}$. Observando a tensão de saída, podemos dizer imediatamente se a tensão de entrada é maior ou menor que zero.

Figuras de Lissajous

Uma **figura de Lissajous** aparece num osciloscópio quando sinais relacionados harmonicamente são aplicados nas entradas horizontal e vertical do osciloscópio. Uma forma conveniente de mostrar a resposta entrada/saída de qualquer circuito é com uma figura de Lissajous na qual os dois sinais relacionados harmonicamente são as tensões de entrada e saída do circuito.

Por exemplo, a Figura 22-1*c* mostra a resposta entrada/saída para um 741C com alimentações de ±15 V. O canal 1 (o eixo vertical) tem uma sensibilidade de 5 V/Div. Conforme podemos ver, a tensão de saída é –14 V ou +14 V, dependendo se o comparador está na saturação negativa ou positiva.

O canal 2 (o eixo horizontal) tem sensibilidade de 10 mV/Div. Na Figura 22-1*c*, a transição parece ser vertical. Isso significa que uma pequena tensão positiva de entrada produz a saturação positiva e uma pequena tensão negativa de entrada produz a saturação negativa.

Comparador Inversor

Algumas vezes, podemos preferir usar um comparador inversor como o da Figura 22-2*a*. A entrada não-inversora é aterrada. O sinal de entrada aciona a entrada inversora do comprador. Nesse caso, uma tensão de entrada ligeiramente positiva produz uma saída negativa máxima, como mostra a Figura 22-2*b*. Por outro lado, uma pequena tensão negativa de entrada produz uma saída positiva máxima.

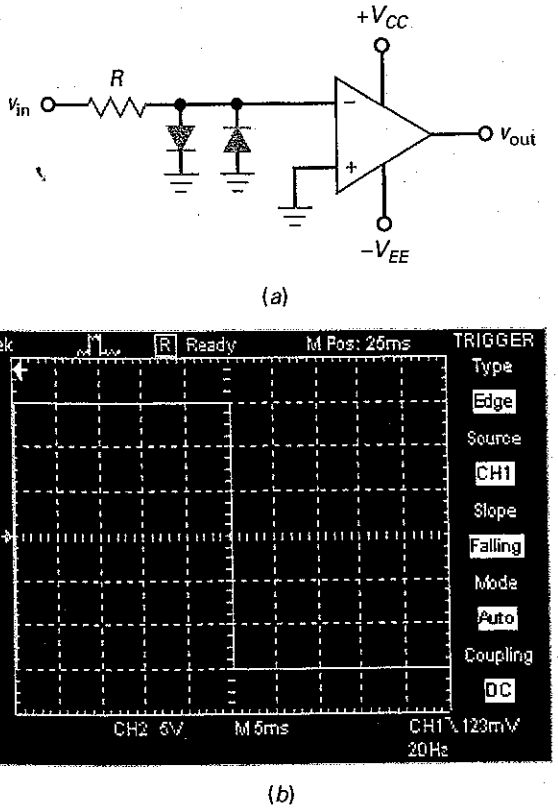


Figura 22–2 (*a*) Comparador Inversor com diodos limitadores; (*b*) resposta entrada/saída.

Diodos Limitadores

A Seção 4-10 discutiu o uso de *diodos limitadores* para proteger circuitos sensíveis. A Figura 22-2*a* é um exemplo prático. Vemos nessa figura dois diodos limitadores protegendo o comparador contra tensões de entrada excessivamente grandes. Por exemplo, o CI LF311 é um comparador com uma especificação de entrada máxima absoluta de ±15 V. Se a tensão de entrada exceder esses limites, o LF311 poderá ser danificado.

Com alguns comparadores, a especificação da tensão de entrada máxima pode ser pequena como ±5 V, ao passo que com outros ela pode ser maior que ±30 V. Em qualquer caso, podemos proteger um comparador contra tensões de entrada destrutivamente altas usando os diodos limitadores mostrados na Figura 22-2*a*. Esses diodos não têm efeito na operação do circuito enquanto a amplitude da tensão de entrada é menor que 0,7 V. Quando a amplitude da tensão de entrada for maior que 0,7 V, um dos diodos conduzirá e limitará a amplitude da tensão na entrada inversora em aproximadamente 0,7 V.

Alguns CIs são otimizados para uso como comparadores. Esses CIs comparadores normalmente têm diodos limitadores internamente nos estágios de entrada. Quando se usa um desses comparadores, temos que acrescentar um resistor externo em série com o terminal de entrada. Esse resistor limitará as correntes nos diodos internos em valores seguros.

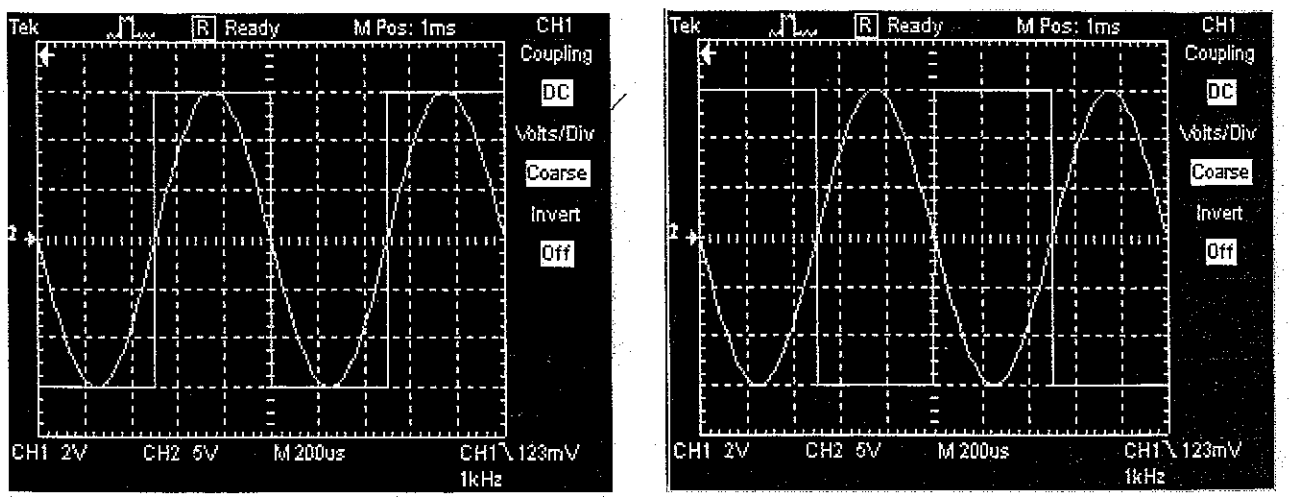
Conversão de Ondas Senoidais em Ondas Quadradas

O **ponto de comutação** (também denominado **limiar** ou *referência*) de um comparador é a tensão de entrada que faz com que a tensão de saída mude de estado (de baixo para alto ou de alto para baixo). Nos comparadores inversores e não-inversores discutidos anteriormente, o ponto de comutação é zero porque esse é o valor da tensão de entrada em que a saída muda de estado. Como um detector de cruzamento zero tem uma *saída de dois estados*, qualquer sinal de entrada periódico que cruze o limiar zero produzirá uma forma de onda de saída retangular.

Por exemplo, se uma onda senoidal for a entrada de um comparador não-inversor com um limiar de 0 V, a saída será a onda quadrada mostrada na Figura 22-3*a*. Como podemos ver, a saída de um detector de cruzamento zero comuta de estado cada vez que a tensão de entrada cruza o limiar zero.

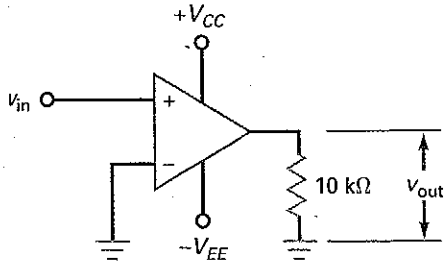
A Figura 22-3*b* mostra a onda senoidal e a onda quadrada de saída para um comparador inversor com um limiar de 0 V. Com esse detector de cruzamento zero, a onda quadrada de saída está 180° fora de fase em relação à onda senoidal de entrada.

Figura 22–3 Um comparador converte ondas senoidais em ondas quadradas: (*a*) não-inversor; (*b*) inversor.

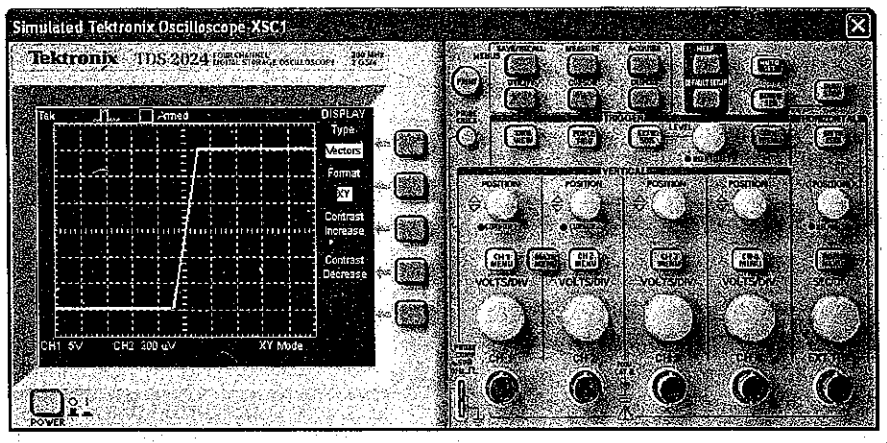


(*a*) (*b*)

Figura 22-4 Região linear estreita de um comparador típico.



(*a*)



(*b*)

Região Linear

A Figura 22-4*a* mostra um detector de cruzamento zero. Se esse comparador tivesse um ganho em malha aberta infinito, a transição entre a saturação negativa e a positiva seria vertical. Na Figura 22-1*c*, a transição se mostra vertical porque a sensibilidade do canal 2 é 10 mV/Div.

Quando a sensibilidade do canal 2 é alterada para 200 μV/Div, podemos ver que a transição não é vertical, como mostra a Figura 22-4*b*. A transição leva aproximadamente 100 μV para chegar à saturação positiva ou negativa. Esse é um valor típico para um comparador. A região de entrada estreita entre −100 e +100 μV é denominada *região linear do comparador*. Durante um cruzamento por zero, uma mudança no sinal de entrada geralmente passa pela região linear tão rapidamente que vemos apenas um salto súbito entre a saturação negativa e positiva, ou vice-versa.

Interface entre Circuitos Analógicos e Digitais

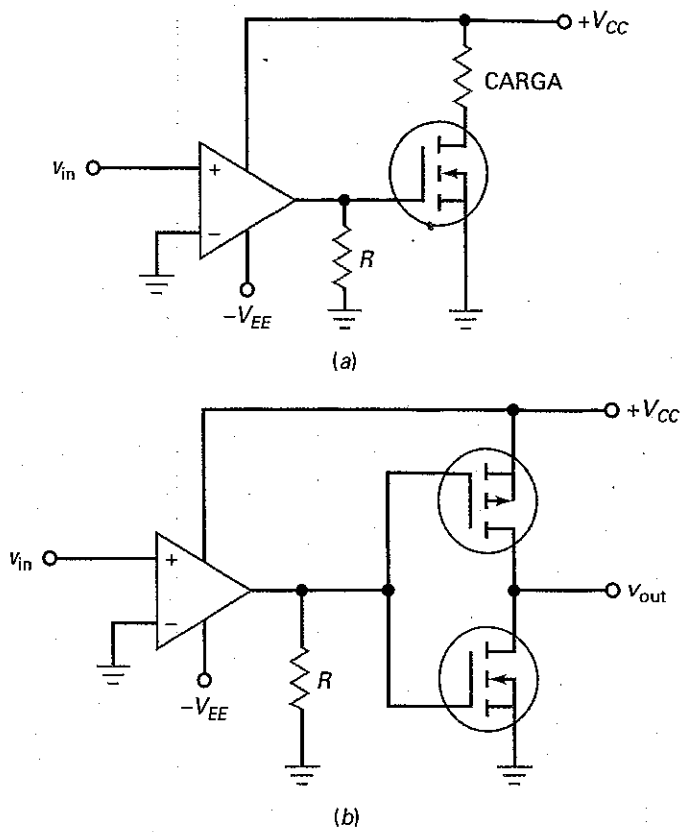
Os comparadores geralmente são usados como interface entre circuitos digitais como CMOS, EMOS ou TTL (*lógica transistor-transistor*, uma família de circuitos digitais).

A Figura 22-5*a* mostra como um detector de cruzamento zero pode fazer a interface com um circuito EMOS. Sempre que a tensão de entrada for maior que zero, a saída do comparador será nível alto. Com isso o FET de potência é ligado produzindo uma grande corrente de carga.

A Figura 22-5*b* mostra um detector de cruzamento zero fazendo a interface com um inversor CMOS. A idéia é basicamente a mesma. Uma entrada do comparador maior que zero produz uma entrada de nível alto para o inversor CMOS.

A maioria dos dispositivos EMOS pode operar com tensões de entrada maior que ±15 V e a maioria dos dispositivos CMOS pode operar com tensões até ±15 V. Portanto, podemos fazer a interface da saída de qualquer comparador típico sem nenhum deslocamento de nível ou limitação de tensão. Por outro lado, a lógica TTL opera com

Figura 22–5 Interface de um comparador com (*a*) FET de potência; (*b*) CMOS.



tensões de entrada mais baixas. Por isso, a interface de um comparador com TTL necessita de uma abordagem diferente (a ser discutida na próxima seção).

Diodos Limitadores e Resistores de Compensação

Quando um resistor de limitação de corrente é usado com diodos limitadores, pode ser usado na outra entrada do comparador um resistor de mesmo valor, como mostra a Figura 22-6. Esse circuito ainda é um detector de cruzamento zero, exceto que ele não tem um resistor de compensação para eliminar o efeito da corrente de polarização de entrada.

Assim como antes, os diodos estão normalmente desligados não tendo efeito na operação do circuito. Quando a entrada tenta exceder a ±0,7 V é que um dos diodos conduz protegendo o comparador contra tensão de entrada excessiva.

Saída Limitada

A variação de saída de um detector de cruzamento zero pode ser bastante grande em algumas aplicações. Nesse caso, podemos *limitar a saída* usando diodos Zener

Figura 22–6 Uso de um resistor de compensação para minimizar o efeito de $I_{in(bias)}$

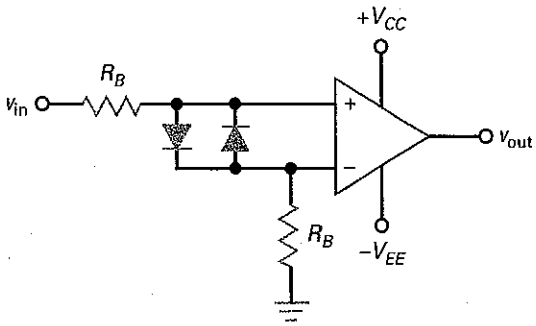
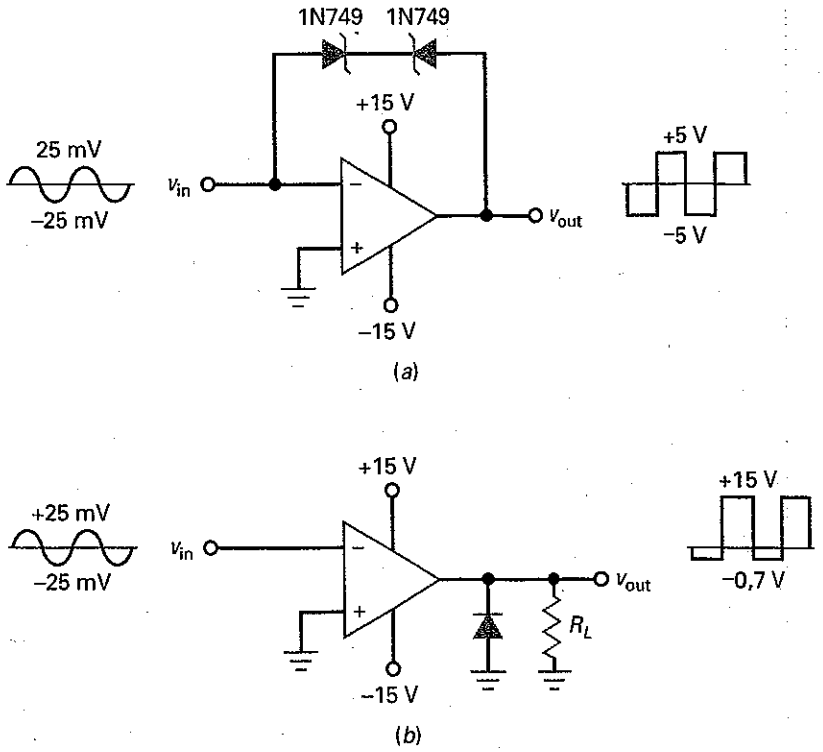


Figura 22–7 Saídas limitadas: (*a*) diodos Zener; (*b*) diodo retificador.



em série com polarizações opostas, conforme mostra a Figura 22-7*a*. Nesse circuito, o comparador inversor tem uma saída limitada porque um dos diodos conduzirá no sentido direto e o outro operará na região de ruptura.

Por exemplo, um 1N 749 tem uma tensão Zener de 4,3 V. Portanto, a tensão nos dois diodos será de aproximadamente ±5 V. Se a tensão de entrada for uma onda senoidal com um valor de pico de 25 mV, então a tensão de saída será uma onda quadrada invertida com uma tensão de pico de 5 V.

A Figura 22-7*b* mostra outro exemplo de uma saída limitada. Desta vez, o diodo de saída corta o semiciclo negativo da tensão de saída. Dada uma onda senoidal de entrada com um valor de pico de 25 mV, a saída é limitada entre –0,7 e +15 V como mostrado.

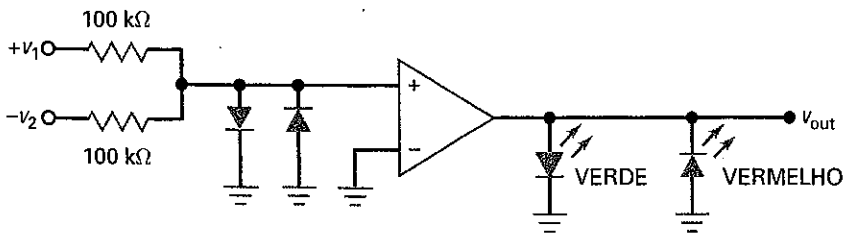
Uma terceira abordagem para determinar a saída é conectar diodos Zener à saída. Por exemplo, se conectarmos saída diodos Zener em série com polarizações contrárias, como na Figura 22-7*a*, a tensão de saída será limitada em ±5 V.

Exemplo 22–1

MultiSim

O que faz o circuito da Figura 22-8?

Figura 22–8 Comparação de tensões de diferentes polaridades.

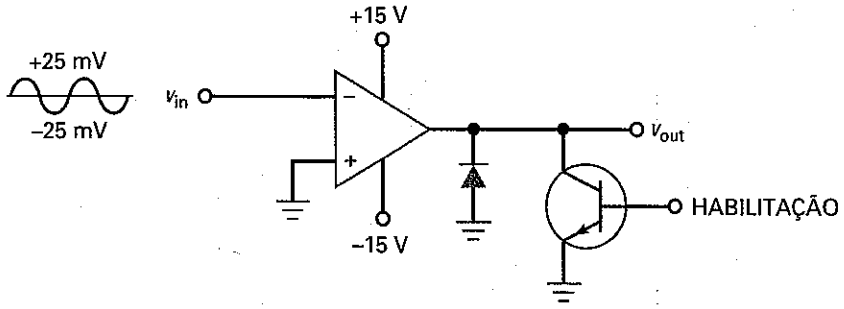


SOLUÇÃO Esse circuito compara duas tensões de polaridades opostas para determinar qual delas é maior. Se a amplitude de v_1 for maior que a amplitude de v_2, a entrada não-inversora será positiva, a saída do comparador será positiva e o LED verde acenderá. Por outro lado, se a amplitude de v_1 for menor que a de v_2, a entrada não-inversora será negativa, a saída do comparador será negativa e o LED vermelho acenderá.

Exemplo 22-2

O que faz o circuito da Figura 22-9?

Figura 22-9 Comparador limitado com controle de habilitação (strobe).

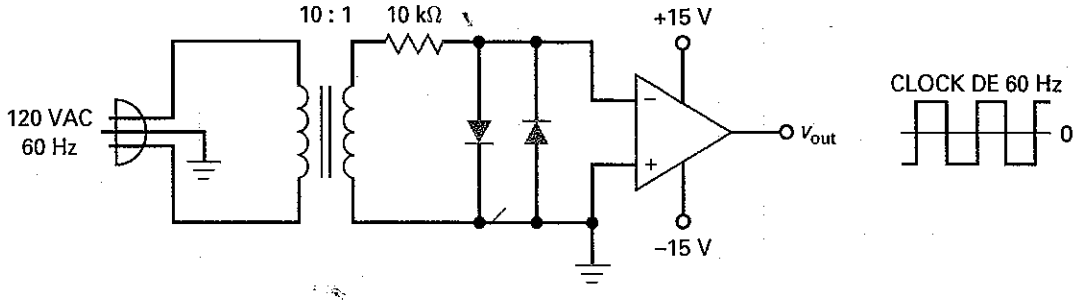


SOLUÇÃO Para começar, o diodo na saída corta o semiciclo negativo. A Figura 22-9 contém também um sinal denominado habilitação (*strobe*). Quando esse sinal é positivo, o transistor satura sendo a tensão de saída aproximadamente zero. Quando o sinal de habilitação for zero, o transistor entra em corte e a saída do comparador pode variar positivamente. Portanto, a saída do comparador pode variar de –0,7 a +15 V. Quando o sinal de habilitação for nível alto, a saída será desabilitada. Nesse circuito, o sinal de habilitação é usado para desligar a saída em determinados momentos ou sob certas condições.

Exemplo 22-3

O que faz o circuito da Figura 22-10?

Figura 22-10 Geração de um clock de 60 Hz.



SOLUÇÃO Essa é uma forma de criar um *clock de 60 Hz*, um sinal de onda quadrada usado como um mecanismo básico de temporização para circuitos de clock digital de baixo custo. O transformador reduz a tensão para 12 V ac. O diodo limita a entrada em ±0,7 V. O comparador inversor produz uma onda quadrada de saída com uma freqüência de 60 Hz. O sinal de saída é denominado clock porque sua freqüência pode ser usada para se obter pulsos de segundos, minutos e horas.

Um circuito digital denominado *divisor de freqüência* pode dividir o 60 Hz por 60 para obter uma onda quadrada com um período de 1 s. Um outro circuito divisor por 60 pode dividir esse sinal para obter uma onda quadrada com período de 1 minuto. Um último divisor por 60 produz uma onda quadrada com um período de 1 hora. Usando as ondas quadradas (1 s, 1 min, 1 h) com outros circuitos digitais e indicadores de sete segmentos com LED, podemos mostrar numericamente a hora do dia.

22-2 Comparadores com Referência Diferente de Zero

Em algumas aplicações pode ser necessária uma tensão de limiar diferente de zero. Polarizando qualquer uma das entradas, podemos alterar a tensão de limiar conforme necessário.

Movimento do Ponto de Comutação

Na Figura 22-11*a*, um divisor de tensão produz a seguinte tensão de referência para a entrada inversora:

$$v_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \tag{22-2}$$

Quando v_{in} for maior que v_{ref}, a tensão diferencial de entrada será positiva e a tensão de saída será nível alto. Quando v_{in} for menor que v_{ref}, a tensão diferencial de entrada será negativa e a tensão de saída será nível baixo.

Um capacitor de desvio ou *bypass* (C_{BY}) é normalmente usado na entrada inversora, como mostra a Figura 22-11*a*. Isso reduzirá a ondulação da fonte de alimentação e ruídos que apareçam na entrada inversora. Para ser efetivo, a freqüência de corte desse circuito de desvio deve ser muito menor que a freqüência de ondulação (*ripple*) da fonte de alimentação. A freqüência de corte é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_1 \| R_2)C_{BY}} \tag{22-3}$$

A Figura 22-11*b* mostra a **característica de transferência** ou função de transferência (resposta entrada/saída). O ponto de comutação agora é igual a v_{ref}. Quando v_{in} é maior que v_{ref}, a saída do comparador vai para a saturação positiva. Quando v_{in} é menor que v_{ref}, a saída do comparador vai para a saturação negativa.

Figura 22-11 (*a*) Limiar positivo; (*b*) resposta entrada/saída positiva; (*c*) limiar negativo; (*d*) resposta entrada/saída negativa.

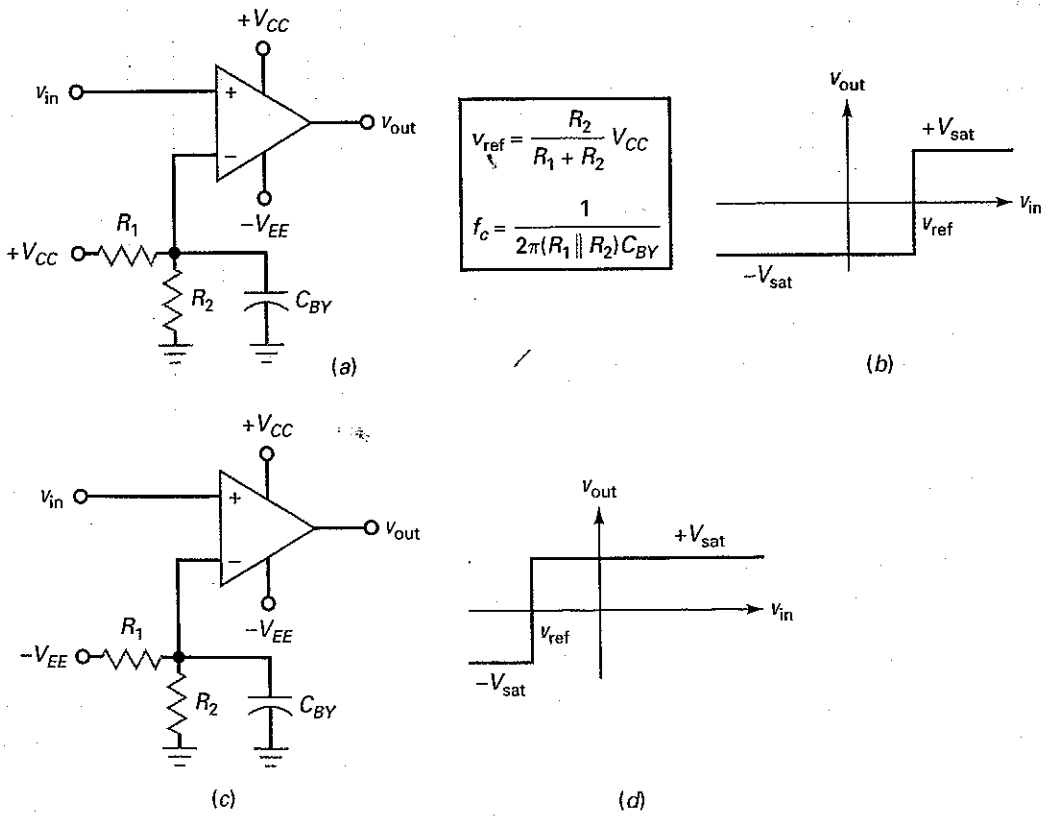
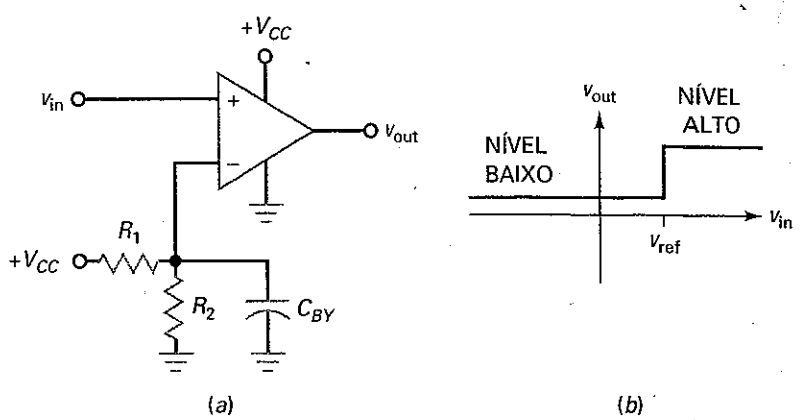


Figura 22-12 (*a*) Comparador com alimentação simples; (*b*) resposta entrada/saída.



Um comparador como esse algumas vezes é denominado *detector de limite* porque uma saída positiva indica que a tensão de entrada excedeu um limite específico. Com valores diferentes de R_1 e R_2, podemos definir o limite em qualquer ponto entre 0 e V_{CC}. Se for necessário um limite negativo, use $-V_{EE}$ alimentando o divisor de tensão, como mostra a Figura 22-11*c*. Agora existe uma tensão de referência negativa na entrada inversora. Quando v_{in} é mais positiva que v_{ref}, a tensão diferencial de entrada é positiva e a saída é nível alto, conforme mostra a Figura 22-11*d*. Quando v_{in} é mais negativa que v_{ref}, a saída é nível baixo.

Comparador com Alimentação Simples

Um amp-op típico como o 741C pode operar com uma fonte de alimentação positiva simples aterrando o pino de $-V_{EE}$, como mostra a Figura 22-12*a*. A tensão de saída tem apenas uma polaridade, podendo ser uma tensão positiva de nível baixo ou alto. Por exemplo, com V_{CC} igual a +15 V, a saída pode variar de aproximadamente +1,5 V (estado baixo) a cerca de +13,5 V (estado alto).

Quando v_{in} é maior que v_{ref}, a saída é nível alto, como mostra a Figura 22-12*b*. Quando v_{in} é menor que v_{ref}, a saída é nível baixo. Nos dois casos, a saída tem polaridade positiva. Para muitas aplicações digitais, a opção é para esse tipo de saída positiva.

CIs Comparadores

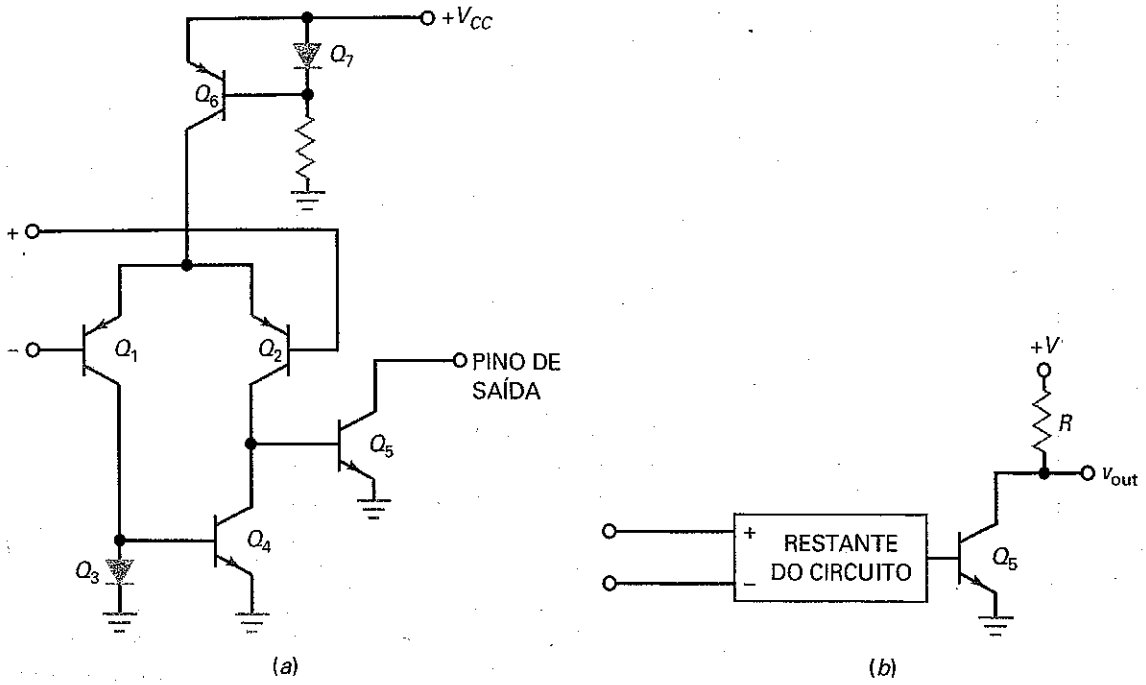
Um amp-op 741C pode ser usado como um comparador, porém ele tem limitações de velocidade por causa da sua *slew rate*. Com um 741C, a saída não pode variar mais rápido que 0,5 V/μs. Por isso, um 741C gasta 50 μs para comutar a saída sendo alimentado por uma fonte de $\pm$15 V. Uma solução para o problema de *slew rate* é usar um amp-op mais rápido como o LM318. Como este tem uma *slew rate* de 70 V/μs, ele pode comutar de $-V_{sat}$ para $+V_{sat}$ em aproximadamente 0,3 μs.

Uma outra solução é eliminar o capacitor de compensação encontrado normalmente em amp-ops. Como um comparador sempre é usado como um circuito não-linear, o capacitor de compensação é desnecessário. Um fabricante pode eliminar o capacitor de compensação aumentando significativamente a *slew rate*. Quando um CI é otimizado para uso como um comparador, o dispositivo é listado em uma seção separada na folha de dados do fabricante. Por isso, normalmente encontramos uma seção de amp-ops e uma outra seção de comparadores nas folhas de dados.

Dispositivos de Coletor Aberto

A Figura 22-13*a* é um diagrama esquemático simplificado para um **comparador de coletor aberto**. Observe que ele opera com uma fonte de alimentação simples. O estágio de entrada é um amp-dif (Q_1 e Q_2). Uma fonte de corrente (Q_6) fornece

Figura 22–13 (*a*) Diagrama esquemático simplificado de um CI comparador; (*b*) uso de um resistor de pullup com um estágio de saída de coletor aberto.



a corrente de cauda. O amp-dif aciona uma carga ativa (Q_4). O estágio de saída é um único transistor (Q_5) com o coletor aberto. Esse coletor aberto permite ao usuário controlar a amplitude da variação da saída do comparador.

O amp-op típico discutido no Capítulo 18 tem um estágio de saída que pode ser descrito como um *estágio pullup ativo* porque ele contém dois dispositivos numa conexão *push-pull* classe B. Com o *pullup* ativo, o dispositivo superior conduz fazendo com que a saída passe para o estado de nível alto. Por outro lado, o estágio de saída de coletor aberto da Figura 22-13*a* necessita de componentes externos a serem conectados nele.

Para o estágio de saída funcionar corretamente, o usuário tem que conectar o coletor aberto a um resistor externo e a uma fonte de alimentação, como mostra a Figura 22-13*b*. O resistor é denominado **resistor de *pullup*** porque ele eleva a tensão de saída para a tensão da fonte de alimentação quando Q_5 está em corte. Quando Q_5 está saturado, a tensão de saída é nível baixo. Como o estágio de saída é um transistor atuando como chave, o comparador produz uma saída de dois estados.

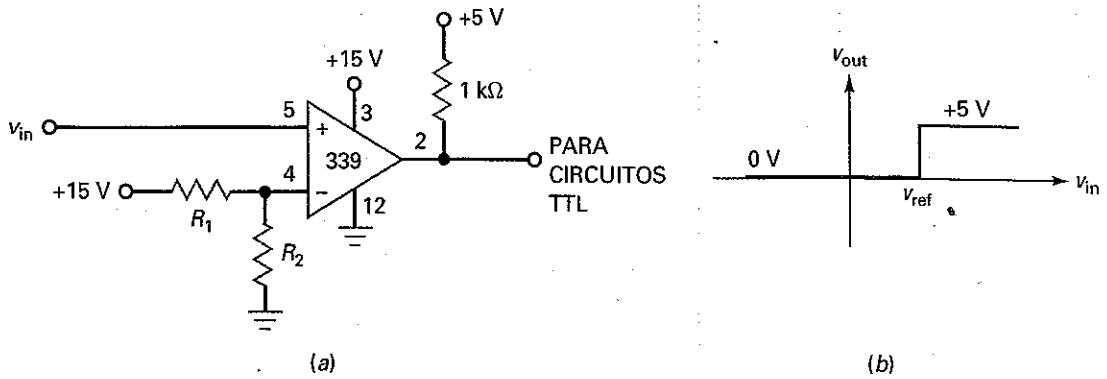
Sem o capacitor de compensação no circuito, a saída na Figura 22-13*a* pode variar mais rapidamente porque apenas há capacitâncias parasitas no circuito. A principal limitação na velocidade de comutação é o valor da capacitância em Q_5. Essa capacitância de saída é a soma da capacitância de coletor interna com a capacitância parasita da fiação.

A constante de tempo de saída é o produto da resistência de *pullup* pela capacitância de saída. Por isso, quanto menor a resistência de *pullup* na Figura 22-13*b*, mais rápida é a comutação da tensão de saída. Normalmente, o valor de *R* está entre algumas centenas a alguns milhares de ohms.

Os CIs LM311, LM339 e NE529 são exemplos de comparadores. Todos eles têm um estágio de saída de coletor aberto, o que significa que temos que conectar o pino de saída a um resistor de *pullup* e a uma fonte de alimentação positiva. Devido às suas altas *slew rates*, esses CIs comparadores podem comutar os estados de saída em tempos na ordem de microssegundos ou menos.

O LM339 é um *comparador quádruplo* — quatro comparadores em um único encapsulamento. Ele pode operar com uma ou duas fontes de alimentação. Por ser

Figura 22–14 (*a*) Comparador LM339; (*b*) resposta entrada/saída.



um dispositivo barato e fácil de usar, o LM339 é um comparador popular para aplicações de propósito geral.

Nem todos os CIs comparadores têm um estágio de saída de coletor aberto. Alguns, como o LM360, LM361 e LM760, têm um estágio de saída de coletor ativo. O *pullup* ativo produz uma comutação mais rápida. Esses CIs comparadores de alta velocidade necessitam de duas fontes de alimentação.

Acionamento de Dispositivo TTL

O LM339 é um dispositivo de coletor aberto. A Figura 22-14*a* mostra como esse CI pode ser conectado para fazer interface com dispositivos TTL. Uma fonte positiva de +15 V é usada para o comparador, porém o coletor aberto do LM339 é conectado a uma fonte de alimentação de +5 V através do resistor de *pullup* de 1 kΩ. Por isso, a saída varia entre 0 V e +5 V, como mostra a Figura 22-14*b*. Esse sinal de saída é ideal para dispositivos TTL porque eles são projetados para operar com fontes de alimentação de +5 V.

Exemplo 22–4

MultiSim

Na Figura 22-15*a*, a tensão de entrada é uma onda senoidal com um valor de pico de 10 V. Qual o ponto de comutação do circuito? Qual o aspecto da forma de onda de saída?

SOLUÇÃO Como +15 V é aplicado em um divisor de tensão de 3:1, a tensão de referência é:

$$v_{ref} = +5\text{ V}$$

Esse é o ponto de comutação do comparador. Quando a onda senoidal passa por esse ponto, a tensão de saída muda de estado.

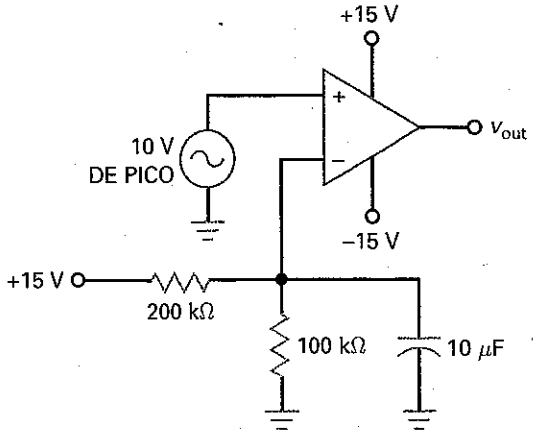
Usando a Equação (22-3), a freqüência de corte do circuito de desvio é:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(200\text{ k}\Omega \parallel 100\text{ k}\Omega)(10\mu\text{F})}$$
$$= 0{,}239\text{ Hz}$$

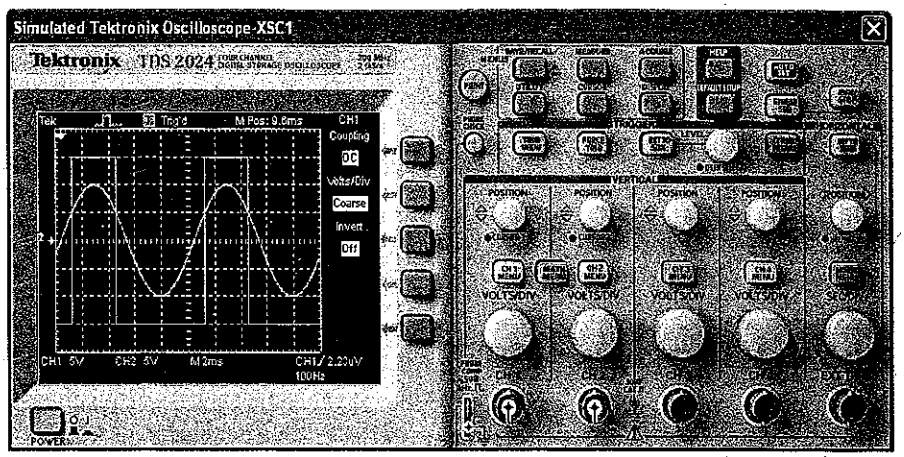
Essa freqüência de corte baixa significa que qualquer ondulação (*ripple*) de 60 Hz na tensão de referência será fortemente atenuada.

A Figura 22-15*b* mostra a onda senoidal de entrada. Ela tem um valor de pico de 10 V. A saída retangular tem um valor de pico de aproximadamente 15 V. Observe como a tensão de saída comuta de estado quando a onda senoidal passa pelo ponto de comutação de +5 V.

Figura 22–15 Cálculo do ciclo de trabalho.



(*a*)



(*b*)

PROBLEMA PRÁTICO 22–4 Usando a Figura 22-15*a*, substitua o resistor de 200 kΩ por um de 100 kΩ e o capacitor de 10 μF por um de 4,7 μF. Calcule o ponto de comutação e a freqüência de corte do circuito.

Exemplo 22–5

Qual o ciclo de trabalho da forma de onda de saída na Figura 22-15*b*?

SOLUÇÃO No Capítulo 11, definimos *ciclo de trabalho* como a largura de pulso dividida pelo período. A Equação (11-22) nos dá a definição equivalente: ciclo de trabalho é igual ao ângulo de condução dividido por 360°.

Na Figura 22-15*b*, a onda senoidal tem um valor de pico de 10 V. Portanto, a tensão de entrada é dada por:

$$v_{in} = 10 \operatorname{sen} \theta$$

A saída retangular comuta de estado quando a tensão de entrada cruza o nível de +5 V. Nesse ponto, a equação anterior passa a ser:

$$5 = 10 \operatorname{sen} \theta$$

Agora podemos calcular o ângulo θ onde a comutação ocorre:

$$\operatorname{sen} \theta = 0{,}5$$

ou

$$\theta = \text{arcsen } 0{,}5 = 30° \text{ e } 150°$$

A primeira solução, $\theta = 30°$, é onde a saída comuta de nível baixo para alto. A segunda solução, $\theta = 150°$, é onde a saída comuta de nível alto para baixo. O ciclo de trabalho é:

$$D = \frac{\text{Ângulo de condução}}{360°} = \frac{150° - 30°}{360°} = 0{,}333$$

O ciclo de trabalho na Figura 22-15*b* pode ser expresso como 33,3%.

22-3 Comparadores com Histerese

Se na entrada de um comparador tiver uma grande quantidade de ruído, a saída será irregular quando v_{in} estiver próxima do ponto de comutação. Uma forma de reduzir o efeito do ruído é usar um comparador com realimentação positiva. A realimentação positiva produz dois pontos de comutação distintos que evitam que um ruído de entrada produza transições falsas.

Ruído

Ruído é qualquer tipo de sinal indesejado que não provém do sinal de entrada nem está harmonicamente relacionado a ele. Os motores elétricos, letreiros luminosos de neon, rede elétrica, ignições de automóveis, raios e assim por diante, produzem campos eletromagnéticos que podem induzir tensões de ruído em circuitos eletrônicos. A ondulação (ripple) nas fontes de alimentação é classificada como ruído visto que não estão relacionadas ao sinal de entrada. Usando fontes de alimentação reguladas e blindadas, geralmente podemos reduzir a ondulação e o ruído induzido a um nível aceitável.

O **ruído térmico**, por outro lado, é causado pelo movimento aleatório dos elétrons livres dentro de um resistor (veja a Figura 22-16*a*). A energia para esse elétron se mover vem da energia térmica do meio ambiente ao redor. Quanto maior a temperatura ambiente, mais ativos os elétrons.

O movimento de bilhões de elétrons livres dentro de um resistor é puramente aleatório (caos). Em alguns momentos, mais elétrons se movem para cima do que para baixo, produzindo uma pequena tensão negativa no resistor. Em outros momentos, mais elétrons se movem para baixo do que para cima, produzindo uma tensão positiva. Se esse tipo de ruído for amplificado e visualizado em um osciloscópio, ele será semelhante ao mostrado na Figura 22-16*b*. Como qualquer tensão, o ruído tem um valor rms ou efetivo. Como uma aproximação, o maior valor de pico é cerca de quatro vezes o valor rms.

A aleatoriedade do movimento dos elétrons dentro de um resistor produz uma distribuição de ruído virtualmente em todas as freqüências. O valor rms desse ruído aumenta com a temperatura, com a largura de banda e com a resistência. Para os nossos propósitos, precisamos estar cientes de como o ruído pode afetar a saída de um comparador.

Figura 22-16 Ruído térmico: (*a*) Movimento aleatório de elétrons em um resistor; (*b*) ruído visto em um osciloscópio.

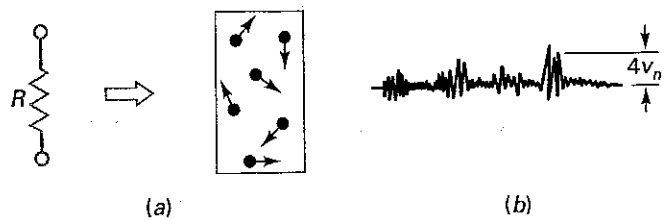
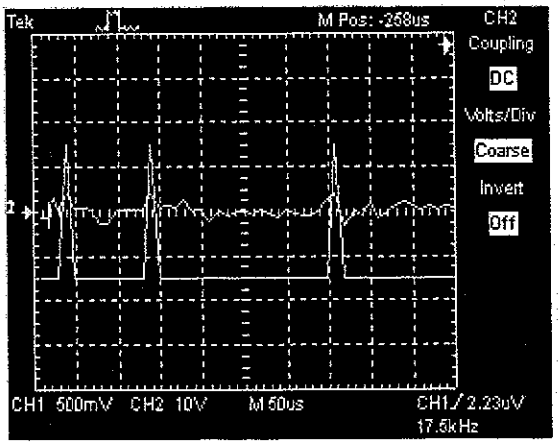


Figura 22–17 Ruído produzindo comutação falsa num comparador.



Disparo por Ruído

Conforme discutido na Seção 22-1, o alto ganho de malha aberta de um comparador significa que uma entrada de apenas 100 μV pode ser suficiente para comutar a saída de uma estado para outro. Se a entrada contiver ruído com um pico de 100 μV ou mais, o comparador detectará o cruzamento zero produzido pelo ruído.

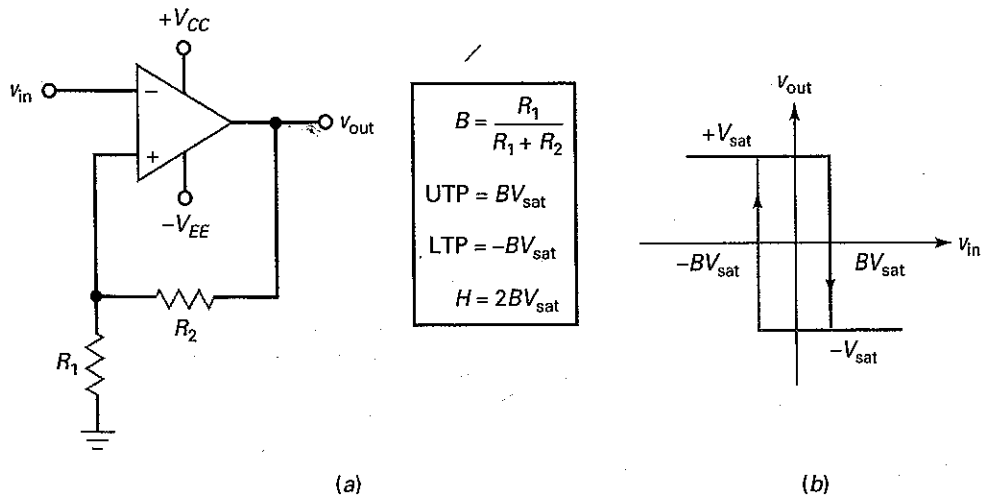
A Figura 22-17 mostra a saída de um comparador sem sinal de entrada, exceto pelo ruído. Quando os picos de ruído são suficientemente grandes, eles produzem comutações indesejadas na saída do comparador. Por exemplo, os picos de ruído em *A*, *B* e *C* produzem transições indesejadas de nível baixo para alto. Quando um sinal de entrada está presente, o ruído é sobreposto ao sinal de entrada e produz comutações irregulares.

Schimitt Trigger

A solução padrão para uma entrada com ruído é usar um comparador como o que é mostrado na Figura 22-18*a*. A tensão de entrada é aplicada na entrada inversora. Devido à tensão de realimentação se somar à tensão de entrada, a realimentação é *positiva*. Um comparador usando realimentação positiva como esse é geralmente denominado ***Schmitt trigger***.

Quando o comparador satura positivamente, uma tensão positiva é realimentada na entrada não-inversora. Essa tensão de realimentação positiva mantém a saída no estado alto. De forma similar, quando a saída satura negativamente, uma

Figura 22–18 (*a*) *Schmitt trigger* inversor; (*b*) a resposta entrada/saída apresenta histerese.



tensão negativa é realimentada na entrada não-inversora, mantendo a saída no estado baixo. Nos dois casos, a realimentação positiva reforça o estado existente de saída.

A fração de realimentação é:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{22-4}$$

Quando a saída satura positivamente, a tensão de referência aplicada à entrada não inversora é:

$$v_{ref} = +BV_{sat} \tag{22-5a}$$

Quando a saída satura negativamente, a tensão de referência é:

$$v_{ref} = -BV_{sat} \tag{22-5b}$$

A tensão de saída permanece em um dado estado até que a tensão de entrada exceda a tensão de referência para aquele estado. Por exemplo, se a saída satura positivamente, a tensão de referência é $+BV_{sat}$. A tensão de entrada tem que ser maior que $+BV_{sat}$ para comutar a tensão de saída de positiva para negativa, como mostra a Figura 22-18*b*. Uma vez que a saída esteja no estado negativo, ela permanece nesse estado indefinidamente até que a tensão de entrada torne-se mais negativa que $-BV_{sat}$. Então, a saída comuta de negativa para positiva (Figura 22-18*b*).

Histerese

A resposta incomum da Figura 22-18*b* tem uma propriedade útil denominada **histerese**. Para entender esse conceito, coloque o seu dedo na extremidade superior do gráfico onde está registrado $+V_{sat}$. Considere que esse seja o valor atual da tensão de saída. Mova o seu dedo para a direita ao longo da linha horizontal. Ao longo dessa linha, a tensão de entrada muda, mas a tensão de saída ainda é igual a $+V_{sat}$. Quando você atinge o canto superior direito, v_{in} é igual a $+BV_{sat}$. Quando v_{in} é ligeiramente maior que $+BV_{sat}$, a tensão de saída entra na região de transição entre os estados alto e baixo.

Se você mover o dedo para baixo ao longo da linha vertical, simulará a transição da tensão de saída do nível alto para o baixo. Quando o seu dedo está sobre a linha horizontal, a tensão de saída está negativamente saturada e igual a $-V_{sat}$.

Para comutar de volta a saída para o estado alto, mova o seu dedo até alcançar o canto inferior esquerdo. Nesse ponto, v_{in} é igual a $-BV_{sat}$. Quando v_{in} se torna ligeiramente mais negativa que $-BV_{sat}$, a tensão de saída entra na transição de nível baixo para alto. Se você mover o dedo para cima ao longo da linha vertical, irá simular a comutação da tensão de saída de nível baixo para alto.

Na Figura 22-18*b*, os pontos de comutação são definidos como as duas tensões de entrada em que a tensão de saída muda de estado. O *ponto de comutação superior* (*UTP – upper trip point*) tem o valor:

$$\mathbf{UTP} = BV_{sat} \tag{22-6}$$

e o *ponto de comutação inferior* (*LTP – lower trip point*) tem o valor:

$$\mathbf{LTP} = -BV_{sat} \tag{22-7}$$

A diferença entre esses pontos de comutação é definida como histerese (também denominada *banda morta*):

$$H = \mathbf{UTP} - \mathbf{LTP} \tag{22-8}$$

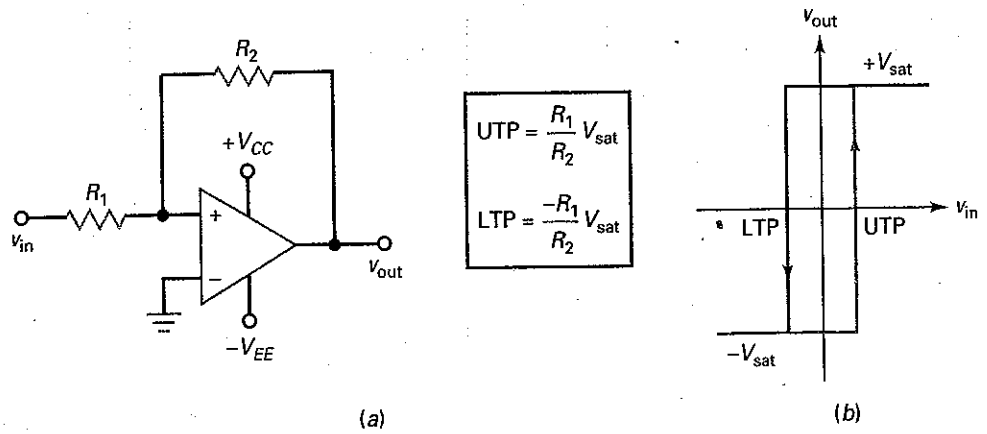
Usando as Equações (22-6) e (22-7), temos:

$$H = BV_{sat} - (-BV_{sat})$$

que é igual a:

$$H = 2BV_{sat} \tag{22-9}$$

Figura 22-19 (*a*) *Schmitt trigger* não-inversor; (*b*) resposta entrada/saída.



A realimentação positiva gera a histerese vista na Figura 22-18*b*. Se não houvesse realimentação positiva, *B* seria igual a zero e a histerese desapareceria, porque os dois pontos de comutação seriam iguais a zero.

A histerese é desejável em um *Schmitt trigger* porque ela evita que o ruído provoque comutações falsas. Se a tensão de pico a pico do ruído for menor que a histerese, o ruído não poderá produzir comutação falsa. Por exemplo, se UTP = +1 V e LTP = –1 V, então H = 2 V. Nesse caso, o *Schmitt trigger* é imune a comutações falsas enquanto a tensão pico a pico do ruído é menor que 2 V.

Circuito Não-Inversor

A Figura 22-19*a* mostra um *Schmitt trigger não-inversor*. A resposta de entrada/saída tem um *loop* de histerese, como mostra a Figura 22-19*b*. Eis como o circuito funciona: se a saída estiver saturada positivamente na Figura 22-19*a*, a tensão de realimentação na entrada não-inversora será positiva, o que reforça a saturação positiva. De forma similar, se a saída estiver saturada negativamente, a tensão de realimentação na entrada não-inversora será positiva, o que reforça a saturação negativa.

Considere que a saída esteja saturada negativamente. A tensão de realimentação manterá a saída na saturação negativa até que a tensão de entrada torne-se ligeiramente mais positiva que UTP. Quando isso acontece, a saída comuta da saturação negativa para a positiva. Uma vez na saturação positiva, a saída permanece nesse estado até que a tensão de entrada torne-se ligeiramente menor que LTP. Então, a saída pode comutar de volta para o estado negativo.

As equações para os pontos e a comutação de um *Schmitt trigger* são dadas por:

$$\text{UTP} = \frac{R_1}{R_2} V_{sat} \tag{22-10}$$

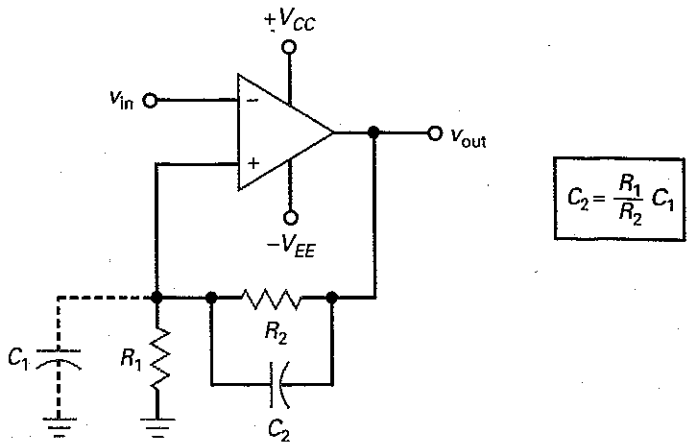
$$\text{LTP} = \frac{-R_1}{R_2} V_{sat} \tag{22-11}$$

A razão entre R_1 e R_2 determina o quanto de histerese o *Schmitt trigger* tem. Um projetista pode projetar a histerese suficiente para evitar comutações por ruído indesejado.

Capacitor *Speed-Up*

Além de suprimir o efeito do ruído, a realimentação positiva aumenta a velocidade (*speed-up*) da comutação dos estados de saída. Quando a tensão de saída começa a mudar de estado, essa mudança é realimentada para a entrada não inversora e amplificada, forçando a saída a mudar mais rapidamente.

Figura 22–20 O capacitor *speed-up* compensa a capacitância parasita.



Algumas vezes um capacitor C_2 é conectado em paralelo com R_2, como mostra a Figura 22-20*a*. Conhecido como **capacitor *speed-up***, esse componente ajuda a cancelar o efeito do circuito de desvio formado pela capacitância parasita sobre R_1. Essa capacitância parasita C_1 tem que ser carregada antes de a tensão na entrada não inversora mudar. O capacitor *speed-up* proporciona essa carga.

Para neutralizar a capacitância parasita, a capacitância *speed-up* mínima tem que ser pelo menos:

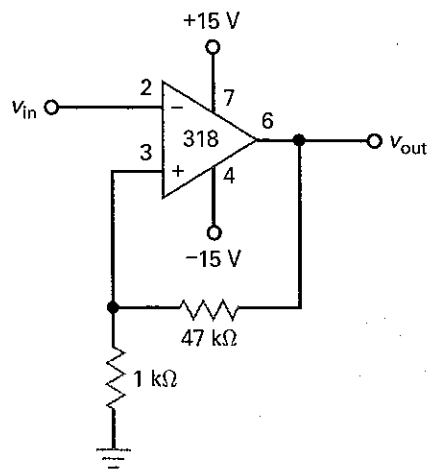
$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1 \tag{22-12}$$

Enquanto C_2 for igual ou maior que o valor dado pela Equação (22-12), a saída mudará de estado na velocidade máxima. Visto que a capacitância parasita C_1 é normalmente estimada, o projetista geralmente toma um valor para C_2 que é pelo menos duas vezes maior que o valor dado pela Equação (22-12). Em circuitos típicos, C_2 está entre 10 pF e 100 pF.

Exemplo 22–6

Se V_{sat} = 13,5 V, quais são os pontos de comutação e a histerese na Figura 22-21?

Figura 22–21 Exemplo.



SOLUÇÃO Usando a Equação (22-4), a fração de realimentação é:

$$B = \frac{1\,\text{k}\Omega}{48\,\text{k}\Omega} = 0{,}0208$$

Usando as Equações (22-6) e (22-7), os pontos de comutação são:

$$\text{UTP} = 0{,}0208(13{,}5\text{ V}) = 0{,}281\text{ V}$$
$$\text{LTP} = -0{,}0208(13{,}5\text{ V}) = -0{,}281\text{ V}$$

Usando as Equações (22-9), a histerese é:

$$H = 2(0{,}0208\text{ V})(13{,}5\text{ V}) = 0{,}562\text{ V}$$

Isso significa que o *Schmitt trigger* da Figura 22-21 pode resistir a uma tensão de pico a pico de ruído de até 0,562 V sem comutação falsa.

PROBLEMA PRÁTICO 22-6 Repita o Exemplo 22-6 com o resistor de 47 kΩ substituído por um de 22 kΩ.

22-4 Comparador de Janela

Um comparador simples indica quando a tensão de entrada excede certo limite ou limiar. Um **comparador de janela** (também denominado *detector de limite duplo*) detecta quando a tensão de entrada está entre dois limites denominados *janela*. Para projetar um comparador de janela, usamos dois comparadores com limiares diferentes.

Saída em Nível Baixo entre os Limites

A Figura 22-22*a* mostra um comparador de janela que pode produzir uma tensão de saída baixa quando a tensão de entrada está entre os limites inferior e superior. O circuito tem um LTP e um UTP. As tensões de referência podem ser deduzidas por meio de divisores de tensão, diodos Zener, ou outros circuitos. A Figura 22-22*b*

Figura 22-22 (*a*) Comparador de janela inversor; (*b*) a saída é nível baixo quando a entrada está na janela.

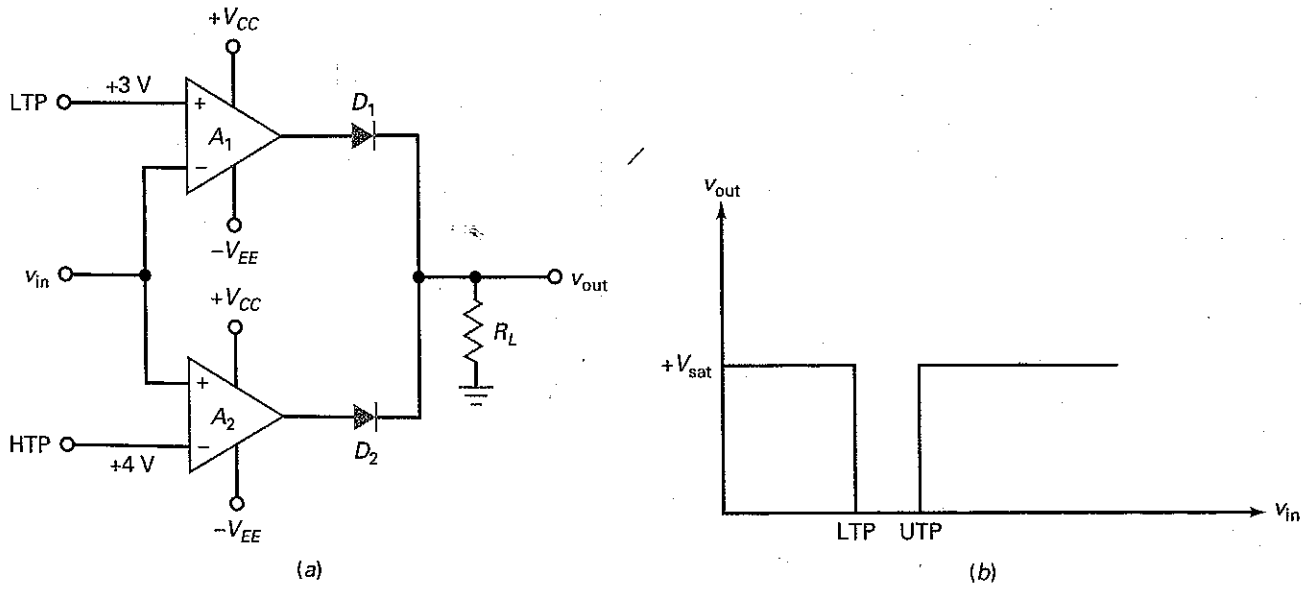
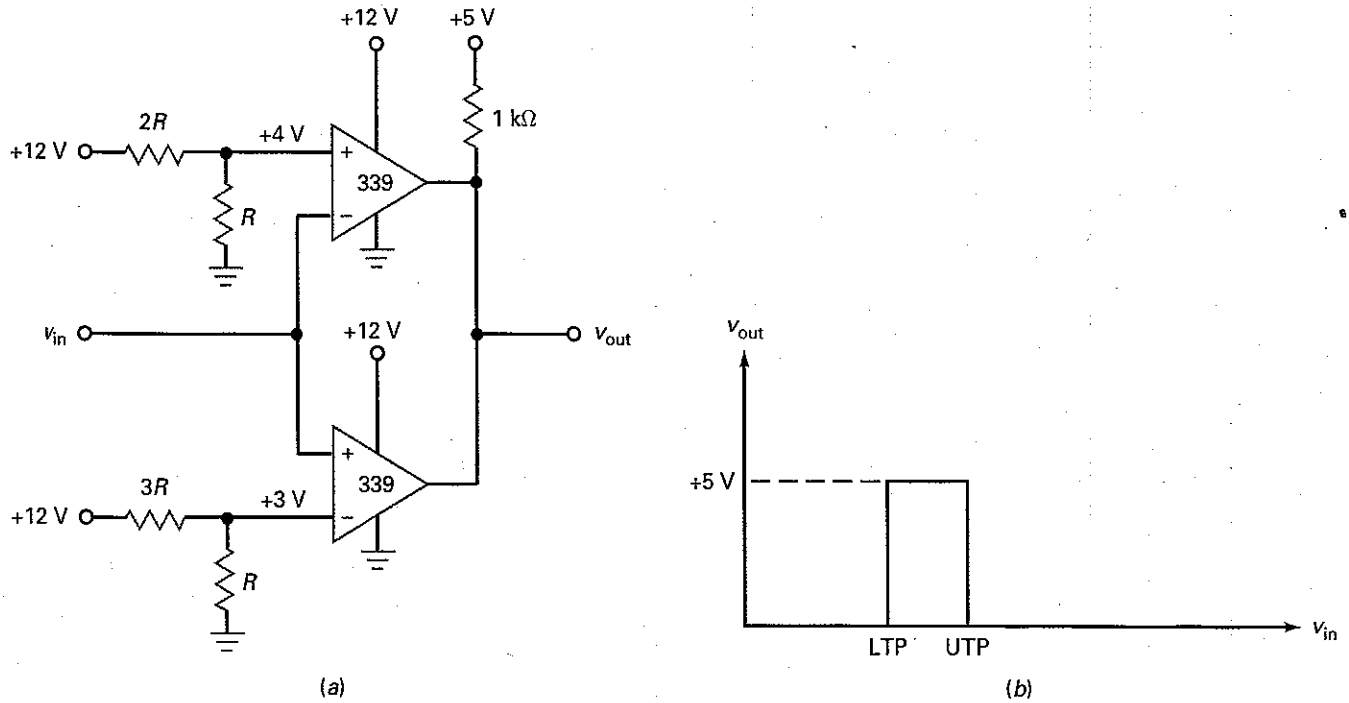


Figura 22–23 (*a*) Comparador de janela não-inversor; (*b*) a saída é nível alto quando a entrada está na janela.



mostra a resposta entrada/saída do comparador de janela. Quando v_{in} está entre LTP e UTP, a saída é nível baixo.

Eis como funciona: para essa discussão, considere os seguintes pontos de comutação positivos: LTP = 3 V e UTP = 4 V. Quando $v_{in} < 3$ V, o comparador A_1 tem uma saída positiva e A_2 tem uma saída negativa. O diodo D_1 está em condução e D_2 está em corte. Portanto, a tensão de saída é nível alto. De forma similar, quando $v_{in} > 4$ V, o comparador A_1 tem uma saída negativa e A_2 tem uma saída positiva. O diodo D_1 está em corte, D_2 está em condução e a tensão de saída é nível alto. Quando $3 \text{ V} < v_{in} < 4$ V, A_1 tem uma saída negativa, A_2 tem uma saída negativa, D_1 está em corte, D_2 está em corte e a tensão de saída é nível baixo.

Saída em Nível Alto entre os Limites

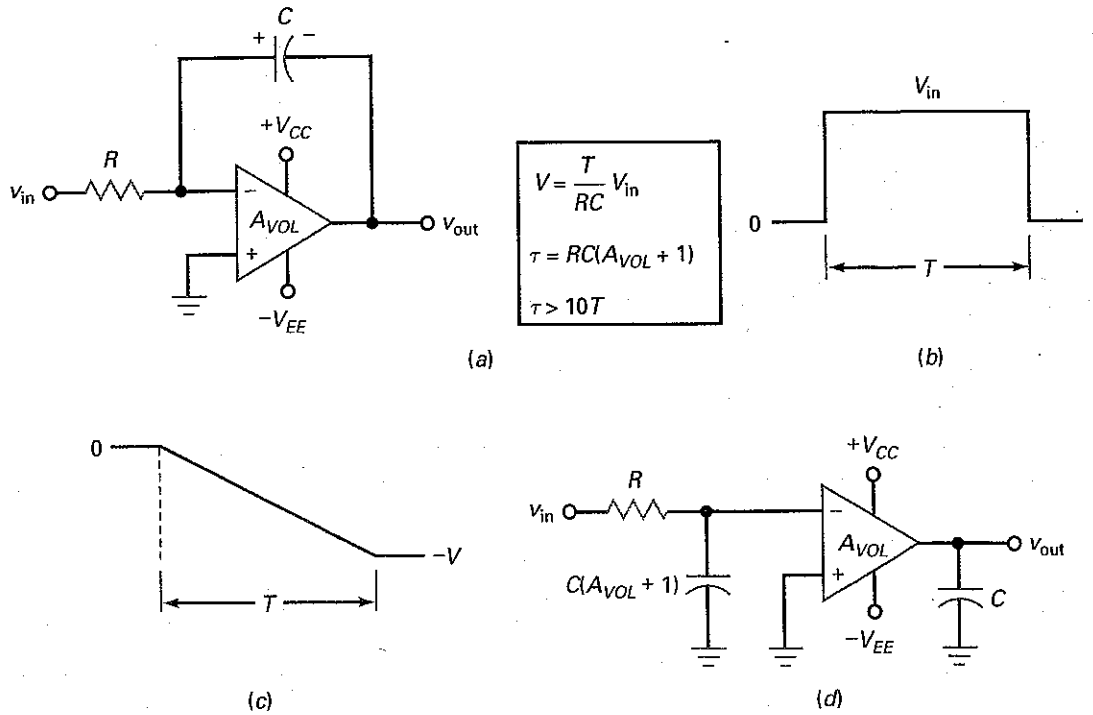
A Figura 22-23*a* mostra um outro comparador de janela. O circuito usa um LM339, o qual é um comparador quádruplo que necessita de resistores de *pullup* externos. Quando usado com um *pullup* alimentado por +5 V, a saída pode acionar circuitos TTL. A Figura 22-23*b* mostra a resposta entrada/saída. Como podemos ver, a tensão de saída é alta quando a tensão de entrada está entre os dois limites.

Para essa discussão, estamos admitindo as mesmas tensões de referência do exemplo anterior. Quando a tensão de entrada é menor que 3 V, o comparador inferior leva a saída para zero. Quando a tensão de entrada é maior que 4 V, o comparador superior leva a saída para zero. Quando v_{in} está entre 3 V e 4 V, o transistor de saída de cada comparador está em corte, assim a saída é levada para +5 V.

22-5 Integrador

Um **Integrador** é um circuito que realiza uma operação matemática denominada *integração*. A aplicação mais comum de um integrador é na produção de uma rampa de tensão de saída, que é um aumento ou uma diminuição linear da tensão. O integrador é algumas vezes denominado *integrador Miller*, em homenagem ao seu inventor.

Figura 22-24 (*a*) Integrador; (*b*) pulso de entrada típico; (*c*) rampa de saída; (*d*) a capacitância Miller de entrada é muito grande.



Circuito Básico

A Figura 22-24*a* é um integrador com amp-op. Como podemos ver, o componente de realimentação é um capacitor em vez de um resistor. Uma entrada comum para um integrador é um pulso retangular como o que é mostrado na Figura 22-24*b*. A largura desse pulso é igual a T. Quando o pulso está em nível baixo, $v_{in} = 0$. Quando o pulso está em nível alto, $v_{in} = V_{in}$. Visualize esse pulso aplicado no lado esquerdo de R. Devido ao terra virtual na entrada inversora, uma tensão de entrada de nível alto produz uma corrente de entrada de:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$$

Toda essa corrente de entrada vai para o capacitor. Como resultado, o capacitor é carregado e sua tensão aumenta com a polaridade mostrada na Figura 22-24*a*. O terra virtual implica que a tensão de saída seja igual à tensão no capacitor. Para uma tensão de entrada positiva, a tensão de saída aumenta negativamente, como mostra a Figura 22-24*c*.

Visto que flui uma corrente constante no capacitor, a carga Q aumenta linearmente com o tempo. Isso significa que a tensão no capacitor aumenta linearmente, o que equivale a uma rampa negativa na tensão de saída, como mostra a Figura 22-24*c*. Ao final do período do pulso na Figura 22-24*b*, a tensão de entrada retorna para zero e o capacitor pára de ser carregado. Como o capacitor retém sua carga, a tensão de saída permanece constante no valor negativo de $-V$. A amplitude dessa tensão é dada por:

$$V = \frac{T}{RC} V_{in} \tag{22-13}$$

Uma última questão: por causa do efeito Miller, podemos dividir o capacitor de realimentação em duas capacitâncias equivalentes, com mostra a Figura 22-24*d*. A constante de tempo de malha fechada τ para o circuito de desvio de entrada é:

$$\tau = RC(A_{VOL} + 1) \tag{22-14}$$

Para o integrador funcionar corretamente, a constante de tempo de malha fechada deve ser muito maior que a largura do pulso de entrada (pelo menos 10 vezes maior). Representando como fórmula temos:

$$\tau > 10T \tag{22-15}$$

Num integrador com amp-op típico, a constante de tempo de malha fechada é extremamente longa, assim essa condição é facilmente satisfeita.

Eliminado o *Offset* de Saída

O circuito da Figura 22-24*a* precisa de uma pequena modificação para se tornar prático. Como um capacitor se comporta como um circuito aberto para sinais cc, não existe realimentação negativa na freqüência zero. Sem a realimentação negativa, o circuito trata qualquer tensão de *offset* (compensações) de entrada como uma tensão de entrada válida. O resultado é que o capacitor é carregado e a saída vai para a saturação positiva ou negativa, onde permanecerá indefinidamente.

Uma forma de reduzir o efeito da tensão de *offset* de entrada é diminuir o ganho de tensão para a freqüência zero inserindo um resistor em paralelo com o capacitor, como mostra a Figura 22-25*a*. Esse resistor deve ser pelo menos 10 vezes maior que o resistor de entrada. Se a resistência acrescentada for $10R$, o ganho de tensão em malha fechada é 10 e a tensão de *offset* de saída é reduzida para um nível aceitável. Quando uma tensão de entrada válida for inserida, o resistor adicional quase não terá efeito na carga do capacitor, assim a tensão de saída ainda será quase uma rampa perfeita.

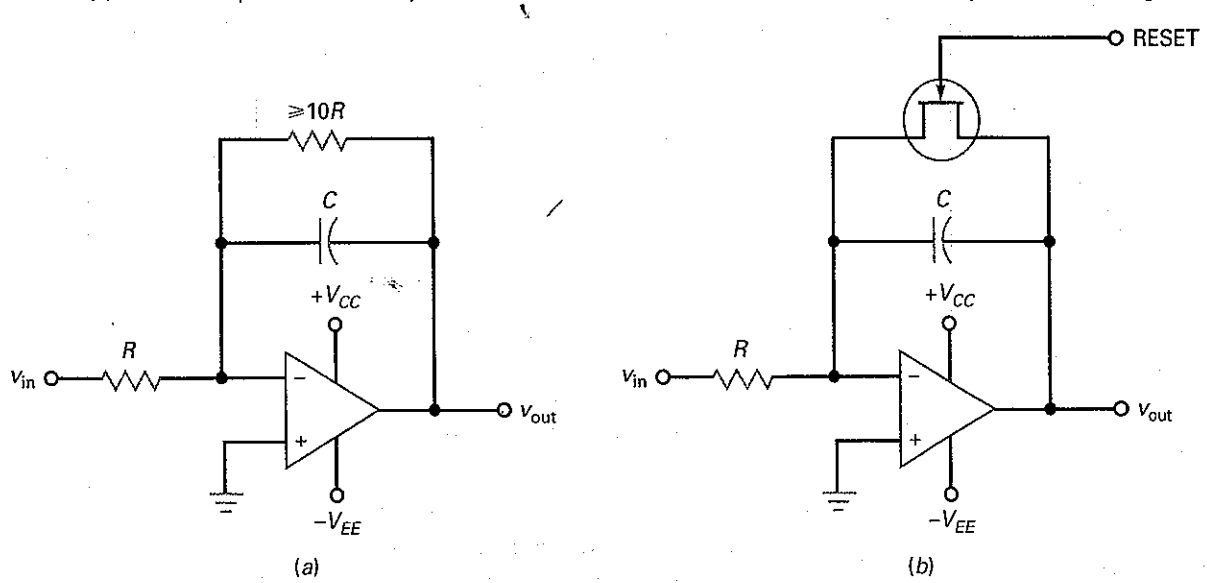
Uma outra forma de suprimir o efeito da tensão de *offset* de entrada é usar uma chave JFET, como mostra a Figura 22-25*b*. A tensão de *reset* na porta do JFET é 0 V ou $-V_{CC}$, o que for necessário para cortar o JFET. Portanto, podemos controlar o JFET fazendo-o com que seja uma resistência baixa quando o integrador estiver inativo e uma resistência alta quando o integrador estiver ativo.

O JFET descarrega o capacitor em preparação para o próximo pulso de entrada. Exatamente antes do início do próximo pulso de entrada, a tensão de *reset* é igualada a 0 V. Isso descarrega o capacitor. No instante do início do próximo pulso, a tensão de *reset* passa a ser $-V_{CC}$, que é suficiente para cortar o JFET. O integrador então produz uma rampa de tensão na saída.

É BOM SABER

O resistor de realimentação na Figura 22-25 também pode ser dividido em duas resistências equivalentes. No lado da entrada, $z_{in} = R_f/(1 + A_{VOL})$.

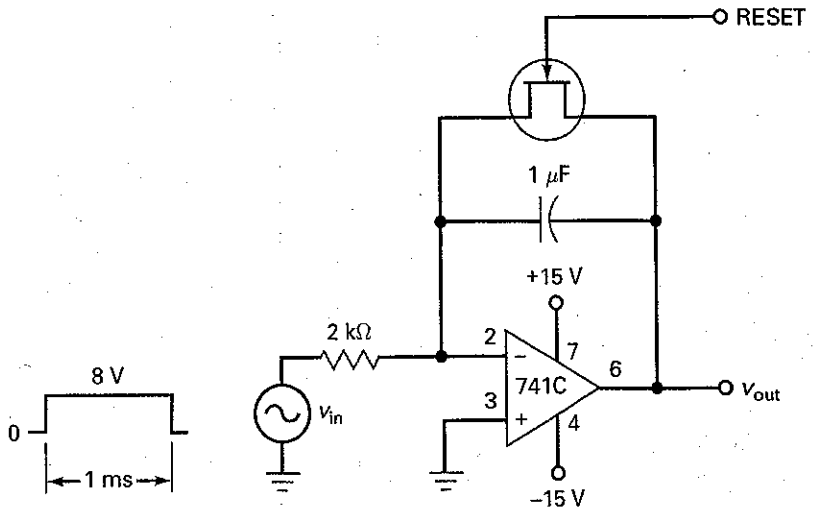
Figura 22-25 (*a*) Resistor em paralelo com o capacitor reduz a tensão de *offset* de saída; (*b*) JFET usado para *reset* do integrador.



Exemplo 22-7

Na Figura 22-26, qual a tensão de saída no final do pulso? Se o 741C tem um ganho de tensão em malha aberta de 100.000, qual a constante de tempo em malha fechada do integrador?

Figura 22-26 Exemplo.



SOLUÇÃO Usando a Equação (22-13), a amplitude da tensão de saída negativa no final do pulso é:

$$V = \frac{1\text{ms}}{(2\text{ k}\Omega)(1\ \mu\text{F})}(8\text{ V}) = 4\text{ V}$$

Usando a Equação (22-14), a constante de tempo em malha fechada é:

$$\tau = RC(A_{VOL} + 1) = (2\text{ k}\Omega)(1\ \mu\text{F})(100.001) = 200\text{ s}$$

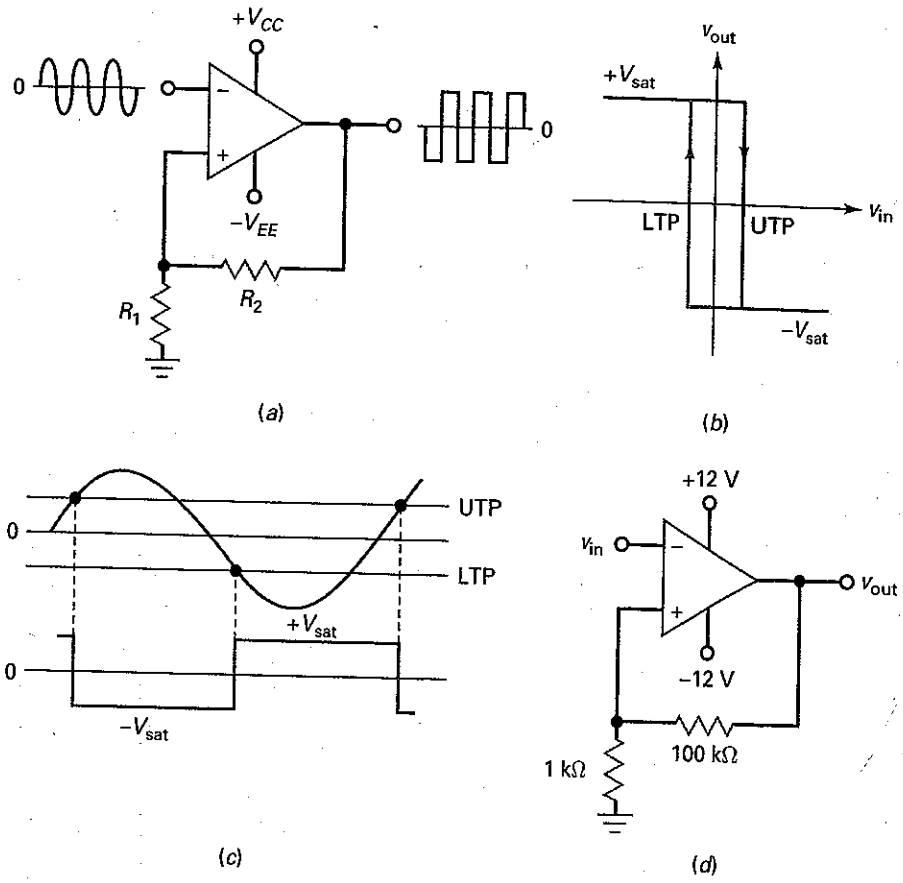
Como a largura do pulso de 1 ms é muito menor que a constante de tempo em malha fechada, apenas a parte inicial da função exponencial está envolvida na carga do capacitor. Devido à parte inicial de uma função exponencial ser quase linear, a tensão de saída é quase uma rampa perfeita. O uso de um integrador para gerar rampas lineares é a forma como a tensão de varredura linear de um osciloscópio é implementada.

PROBLEMA PRÁTICO 22-7 Usando a Figura 22-26, substitua o resistor de 2 kΩ por um de 10 kΩ e repita o Exemplo 22-7.

22-6 Conversão de Forma de Onda

Com amp-ops podemos converter ondas senoidais em ondas retangulares, ondas retangulares em triangulares e assim por diante. Esta seção aborda alguns circuitos básicos que convertem uma forma de onda de entrada em uma forma de onda de saída com formato diferente.

Figura 22–27 O *Schmitt trigger* sempre produz uma saída retangular.



De Senóide para Retangular

A Figura 22-27*a* mostra um *Schmitt trigger* e a Figura 22-27*b* mostra o gráfico da tensão de saída *versus* a tensão de entrada. Quando o sinal de entrada é *periódico* (ciclos repetitivos), o *Schmitt trigger* produz uma saída retangular, como mostrado. Considera-se que o sinal de entrada é maior o suficiente para passar através dos dois pontos de comutação da Figura 22-27*c*. Quando a tensão de entrada excede o UTP na subida do semiciclo positivo, a tensão de saída comuta para $-V_{sat}$. No semiciclo posterior, a tensão de entrada torna-se mais negativa que LTP e a saída comuta de volta para $+V_{sat}$.

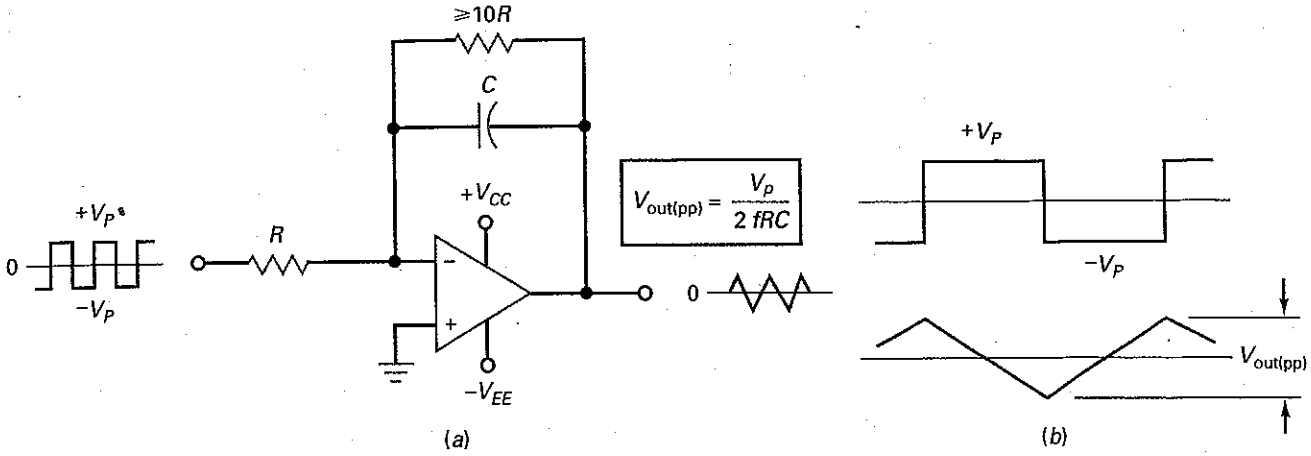
Um *Schmitt trigger* sempre produz uma saída retangular, independentemente da forma do sinal de entrada. Em outras palavras, a tensão de entrada não tem que ser senoidal. Enquanto a forma de onda for periódica e tiver uma amplitude suficientemente grande para passar pelos pontos de comutação, obteremos por meio de um *Schmitt trigger* uma forma de onda retangular. Essa onda retangular tem a mesma freqüência que o sinal de entrada.

Como exemplo, a Figura 22-27*d* mostra um *Schmitt trigger* com pontos de comutação de aproximadamente UTP = +0,1 V e LTP = –0,1 V. Se a tensão de entrada for repetitiva e tiver um valor de pico a pico maior que 0,2 V, a tensão de saída será uma onda retangular com um valor de pico a pico de aproximadamente $2V_{sat}$.

De Retangular para Triangular

Na Figura 22-28*a*, uma onda retangular é colocada na entrada de um integrador. Como a tensão de entrada tem um valor cc ou médio zero, o valor cc ou médio da saída também é zero. Como mostra a Figura 22-28*b*, a rampa diminui durante o semiciclo positivo da tensão de entrada e aumenta durante o semiciclo negativo.

Figura 22–28 (*a*) Onda quadrada na entrada de um integrador produz uma saída triangular; (*b*) formas de onda de entrada e saída.



Portanto, a saída é uma onda triangular com a mesma freqüência que a de entrada. Pode-se mostrar que a forma de onda de saída triangular tem um valor pico a pico de:

$$V_{out(pp)} = \frac{T}{2RC}V_p \tag{22-16}$$

onde T é o período do sinal. Uma expressão equivalente em termos da freqüência é:

$$V_{out(pp)} = \frac{V_p}{2fRC} \tag{22-17}$$

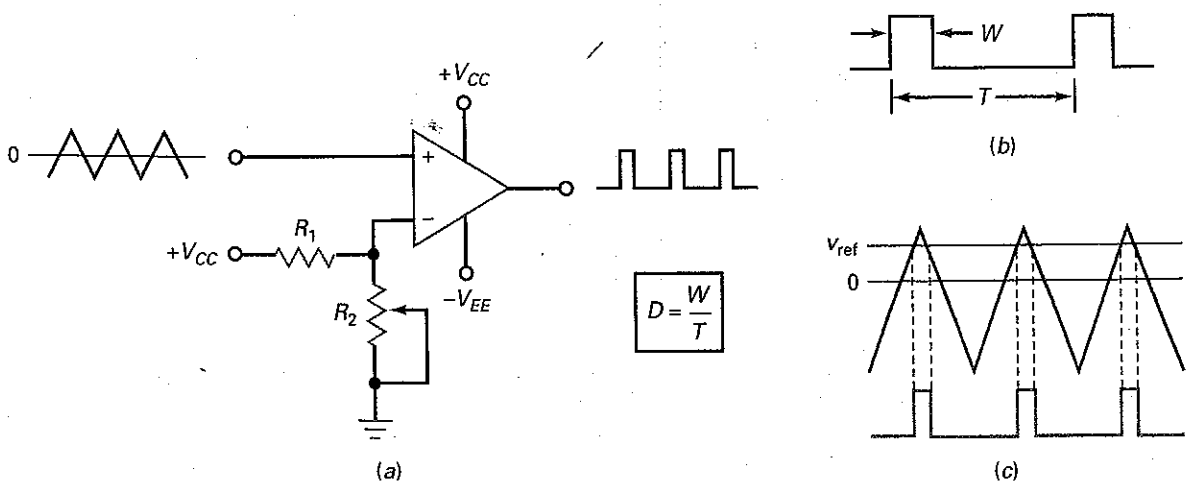
onde V_p é a tensão de pico de entrada e f é a freqüência de entrada.

De Triangular para Pulso

A Figura 22-29*a* mostra um circuito que converte uma entrada triangular em uma saída retangular. Variando R_2, podemos alterar a largura dos pulsos de saída, que equivale a variar o ciclo de trabalho. Na Figura 22-29*b*, W representa a largura do pulso e T é o período. Conforme discutido antes, o ciclo de trabalho D é a largura do pulso dividida pelo período.

Em algumas aplicações, queremos variar o ciclo de trabalho. O detector de limite ajustável da Figura 22-29*a* é ideal para essa finalidade. Com esse circuito, podemos mover o ponto de comutação de zero para um nível positivo. Quando a

Figura 22–29 Uma entrada triangular no detector de limite produz uma saída retangular.

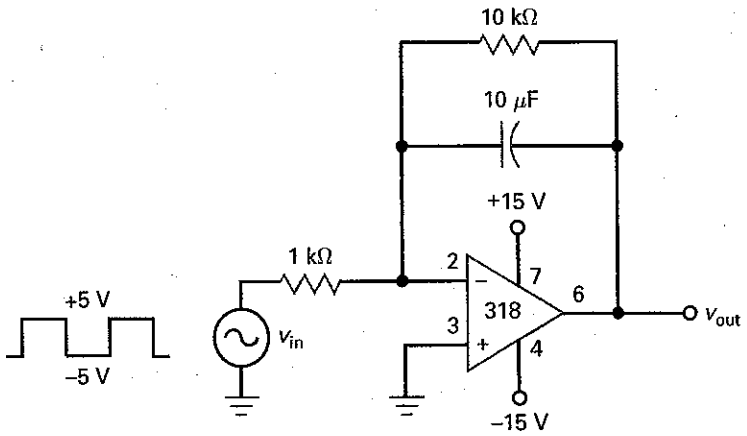


tensão de entrada triangular exceder o ponto de comutação, a saída será nível alto, como mostra a Figura 22-29*c*. Visto que v_{ref} é ajustável, podemos variar a largura do pulso de saída, que equivale a alterar o ciclo de trabalho. Com um circuito como esse, podemos variar o ciclo de trabalho de aproximadamente 0% a 50%.

Exemplo 22–8

Qual a tensão de saída na Figura 22-30 se a freqüência de entrada for 1 kHz.

Figura 22–30 Exemplo.



SOLUÇÃO Usando a Equação (22-17), a saída é uma onda triangular com uma tensão pico a pico de:

$$V_{out(pp)} = \frac{5V}{2(1\,kHz)(1\,k\Omega)(10\,\mu F)} = 0{,}25Vpp$$

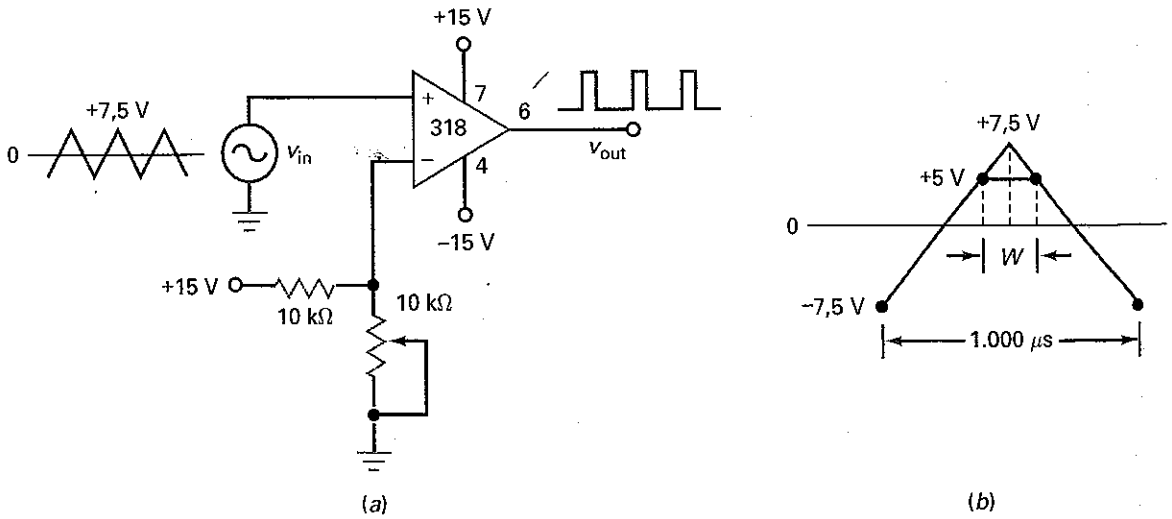
PROBLEMA PRÁTICO 22–8 Na Figura 22-30, qual o valor de capacitor necessário para produzir uma tensão de saída de 1 V pp?

Exemplo 22–9

MultiSim

Uma entrada triangular aciona o circuito da Figura 22-31*a*. A resistência variável tem um valor máximo de 10 kΩ. Se a entrada triangular tem uma freqüência de 1 kHz, qual o ciclo de trabalho quando o cursor está no meio da faixa?

Figura 22–31 Exemplo.



SOLUÇÃO Quando o cursor está na metade da sua faixa, o resistor apresenta uma resistência de 5 kΩ. Isso significa que a tensão de referência é:

$$v_{ref} = \frac{5\,k\Omega}{15\,k\Omega}15\,V = 5\,V$$

O período do sinal é:

$$T = \frac{1}{1\,kHz} = 1000\,\mu s$$

A Figura 22-31*b* mostra esse valor. A tensão de entrada leva 500 μs para aumentar de –7,5 a +7,5 V, por isso é metade do ciclo. O ponto de comutação do comparador é +5 V. Isso significa que o pulso de saída tem uma largura de *W*, como mostra a Figura 22-31*b*.

Devido à geometria da Figura 22-31*b*, podemos estabelecer uma proporção entre tensão e tempo como a seguir:

$$\frac{W/2}{500\,\mu s} = \frac{7{,}5\,V - 5\,V}{15\,V}$$

Calculando *W* temos:

$$W = 167\mu S$$

O ciclo de trabalho é:

$$D = \frac{167\,\mu s}{1000\,\mu s} = 0{,}167$$

Na Figura 22-31*a*, mover o cursor para baixo aumenta a tensão de referência e diminui o ciclo de trabalho de saída. Mover o cursor para cima aumenta a tensão de referência e aumenta o ciclo de trabalho de saída. Para todos os valores dados na Figura 22-31*a*, o ciclo de trabalho pode variar de 0% a 50%.

PROBLEMA PRÁTICO 22–9 Repita o Exemplo 22-9 usando uma freqüência de entrada de 2 kHz.

22-7 Geração de Forma de Onda

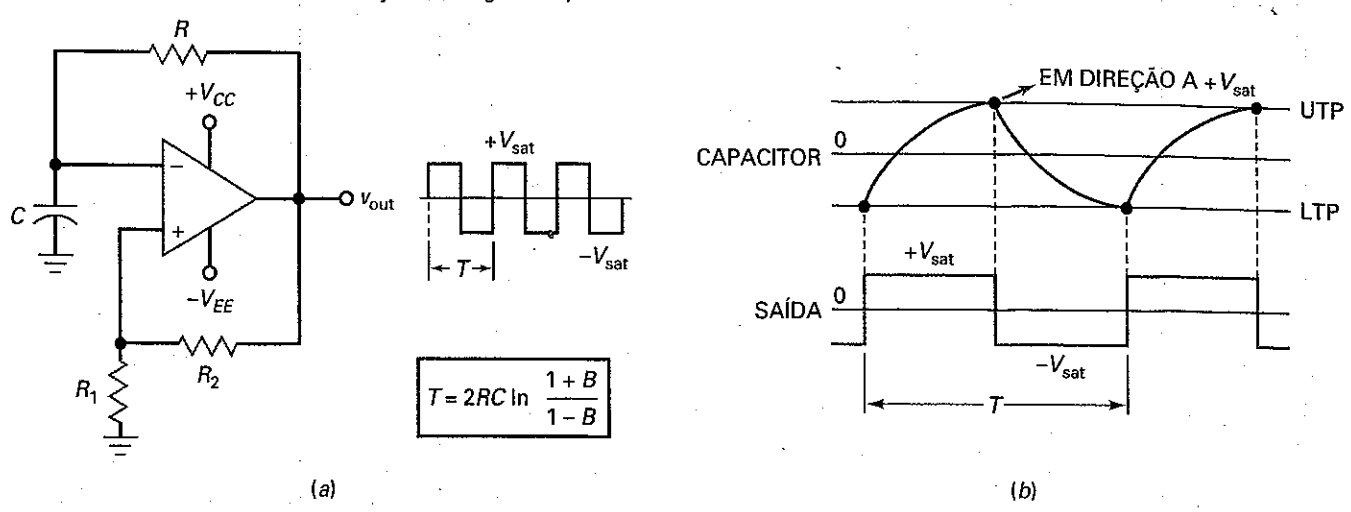
Com realimentação positiva, podemos construir **osciladores**, circuitos que geram um sinal de saída sem um sinal de entrada externo. Esta seção discute alguns circuitos com amp-op que podem gerar sinais não-senoidais.

Oscilador de Relaxação

Na Figura 22-32*a*, não existe sinal de entrada. Todavia, o circuito produz um sinal de saída retangular. Essa saída é uma onda quadrada que varia entre $-V_{sat}$ e $+V_{sat}$. Como isso é possível? Considere que a saída do circuito na Figura 22-32*a* esteja na saturação positiva. Devido ao resistor de realimentação *R*, o capacitor será carregado exponencialmente na direção de $+V_{sat}$, como mostra a Figura 22-32*b*. Porém a tensão no capacitor nunca alcança $+V_{sat}$ porque a tensão cruza o valor UTP. Quando isso acontece, a onda quadrada de saída comuta para $-V_{sat}$.

Com a saída agora na saturação negativa, o capacitor descarrega, como mostra a Figura 22-32*b*. Quando a tensão no capacitor cruza o zero, o capacitor começa a ser carregado negativamente em direção a $-V_{sat}$. Quando a tensão no capacitor cruza o valor LTP, a onda quadrada de saída comuta de volta para $+V_{sat}$. O ciclo então se repete.

Figura 22–32 (*a*) Oscilador de relaxação; (*b*) carga do capacitor e forma de onda de saída.



Devido à carga e descarga contínua do capacitor, a saída é uma onda retangular com um ciclo de trabalho de 50%. Analisando a carga e a descarga exponencial do capacitor, podemos deduzir a fórmula para o período da saída retangular:

$$T = 2RC \ln \frac{1+B}{1-B} \tag{22-18}$$

onde B é a fração de realimentação dada por:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

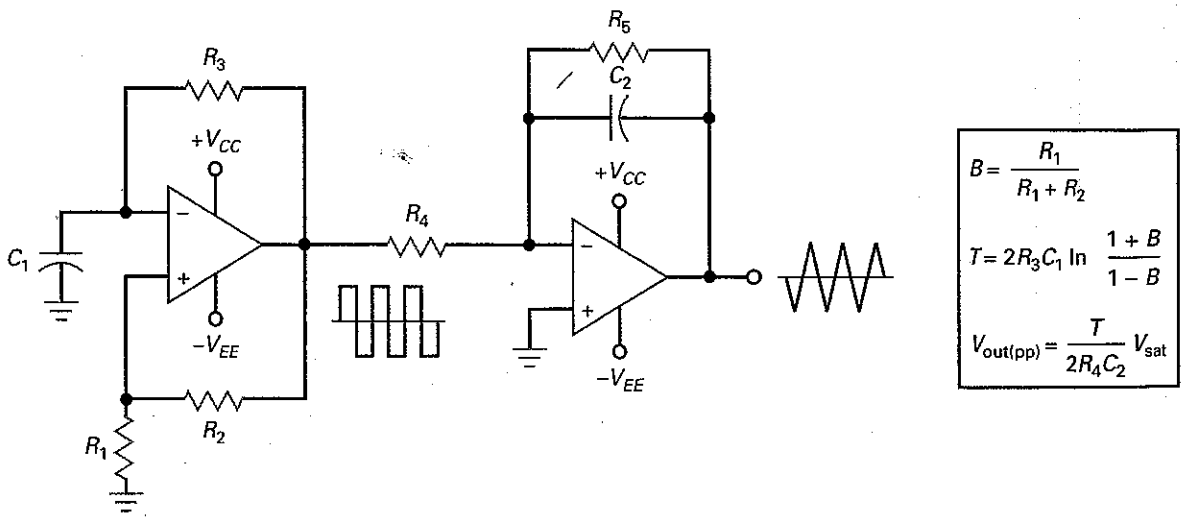
A Equação (22-18) usa o *logaritmo natural*, que é um logaritmo de base *e*. Uma calculadora científica ou uma tabela de logaritmos naturais tem que ser usada com essa equação.

O circuito na Figura 22-32*a* é denominado **oscilador de relaxação**, definido como um circuito que gera um sinal de saída cuja freqüência depende da carga de um capacitor. Se aumentarmos a constante de tempo *RC*, levará mais tempo para a tensão no capacitor alcançar os pontos de comutação. Portanto, a freqüência será menor. Fazendo com que *R* seja ajustável, podemos obter uma faixa de sintonia de 50:1.

Geração de Ondas Triangulares

Ao conectarmos em cascata um oscilador de relaxação e um integrador, obtemos um circuito que produz a saída triangular da Figura 22-33. A onda triangular na

Figura 22–33 Oscilador de relaxação aciona um integrador para produzir uma saída triangular.



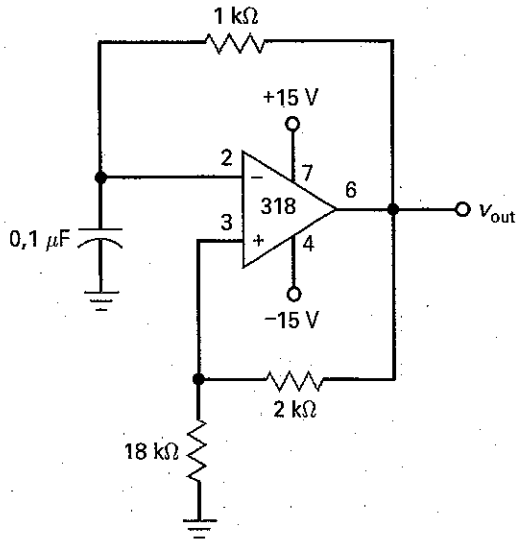
saída do oscilador de relaxação aciona o integrador, o qual produz uma forma de onda de saída triangular. A onda retangular varia entre $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$. Podemos calcular o seu período com a Equação (22-18). A onda triangular tem o mesmo período e freqüência. Podemos calcular o seu valor de pico a pico com a Equação (22-16).

Exemplo 22–10

MultiSim

Qual a freqüência do sinal de saída na Figura 22-34?

Figura 22–34 Exemplo.



SOLUÇÃO A fração de realimentação é:

$$B = \frac{18\,\text{k}\Omega}{20\,\text{k}\Omega} = 0{,}9$$

Usando a Equação (22-18) temos:

$$T = 2RC\ln\frac{1+B}{1-B} = 2(1\,\text{k}\Omega)(0{,}1\,\mu F)\ln\frac{1+0{,}9}{1-0{,}9} = 589\,\mu\text{s}$$

A freqüência é:

$$f = \frac{1}{589\mu\text{s}} = 1{,}7\,\text{kHz}$$

A tensão de saída da onda quadrada tem um valor de pico a pico de $2V_{sat}$, aproximadamente 27 V, e uma freqüência de 1,7 kHz no circuito da Figura 22-34.

PROBLEMA PRÁTICO 22–10 Na Figura 22-34, substitua o resistor de 18 kΩ por um de 10 kΩ e calcule a nova freqüência de saída.

Exemplo 22–11

MultiSim

O oscilador de relaxação do Exemplo 22-10 é usado na Figura 22-33 para acionar um integrador. Considere que a tensão de pico da saída do oscilador de relaxação seja 13,5 V. Se o integrador tem R_4 = 10 kΩ e C_2 = 10 μF, qual o valor de pico a pico da onda triangular de saída?

SOLUÇÃO Com as equações mostradas na Figura 22-33, podemos analisar o circuito. No Exemplo 22-10, calculamos uma fração de realimentação de 0,9 e um período de 589 μs. Agora, podemos calcular o valor de pico a pico da saída triangular:

$$V_{out(pp)} = \frac{589\mu s}{2(10\,k\Omega)(10\,\mu F)}(13{,}5\,V) = 39{,}8\,mVpp$$

O circuito gera uma onda quadrada com um valor de pico a pico de aproximadamente 27 V e uma onda triangular com um valor de pico a pico de 39,8 mV.

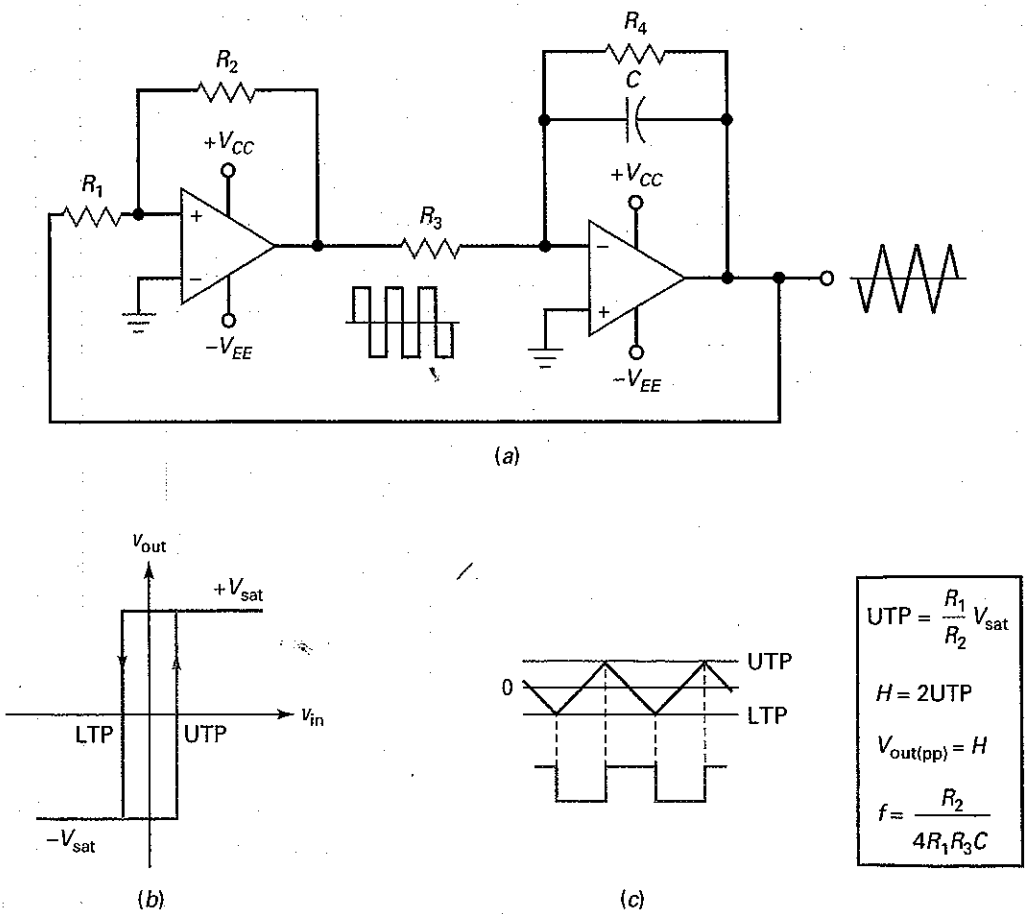
PROBLEMA PRÁTICO 22-11 Repita o Exemplo 22-11 substituindo o resistor de 18 kΩ, na Figura 22-34, por um de 10 kΩ.

22-8 Outro Gerador de Onda Triangular

Na Figura 22-35*a*, a saída de um *Schmitt trigger* não-inversor é uma onda retangular que aciona um integrador. A saída de um integrador é uma onda triangular. Essa onda triangular é realimentada e aciona o *Schmitt trigger*. Assim temos um circuito bastante útil. O primeiro estágio aciona o segundo, e o segundo aciona o primeiro.

A Figura 22-35*b* mostra a característica de transferência do *Schmitt trigger*. Quando a saída é nível baixo, a entrada tem que aumentar até o valor UTP para comutar a saída para o nível alto.

Figura 22-35 Um *Schmitt trigger* e um integrador gerando uma onda quadrada e uma onda triangular.



Igualmente, quando a saída é nível alto, a entrada tem que diminuir até o valor LTP para comutar a saída para o nível baixo.

Quando a saída do *Schmitt trigger* é nível baixo na Figura 22-35*c*, o integrador produz uma rampa positiva, que aumenta até alcançar o valor UTP. Neste ponto, a saída do *Schmitt trigger* comuta para o estado alto e a onda triangular muda de direção. A rampa negativa então diminui até alcançar o valor LTP, momento no qual a saída do *Schmitt trigger* muda.

Na Figura 22-35*c*, o valor de pico a pico da onda triangular é igual à diferencia entre UTP e LTP. Podemos deduzir essa equação para a freqüência:

$$f = \frac{R_2}{4R_1R_3C} \tag{22-19}$$

A Figura 22-35 mostra essa equação, juntamente com outras equações para análise do circuito.

Exemplo 22-12

O gerador de onda triangular da Figura 22-35*a* tem os seguintes valores para o circuito: $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 10\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 100\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 100\ \text{k}\Omega$ e $C = 10\ \mu\text{F}$. Qual a tensão pico a pico de saída se $V_{sat} = 13$ V? Qual a freqüência da onda triangular?

SOLUÇÃO Com as equações da Figura 22-35, o valor de UTP é:

$$\text{UTP} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega}(13\text{V}) = 0{,}13\text{V}$$

O valor de pico a pico da saída triangular é igual à histerese:

$$V_{out(pp)} = H = 2\text{UTP} = 2(0{,}13\text{V}) = 0{,}26\text{V}$$

A freqüência é:

$$f = \frac{100\ \text{k}\Omega}{4(1\ \text{k}\Omega)(10\ \text{k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 250\ \text{Hz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 22-12 Usando a Figura 22-35, substitua R_1 por 2 kΩ e C por 1 μF. Calcule $V_{out(pp)}$ e a freqüência de saída.

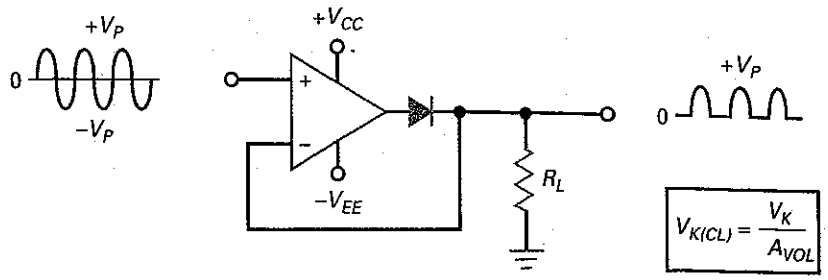
22-9 Circuitos com Diodo Ativo

Amp-ops podem melhorar o desempenho de circuitos com diodo. Em primeiro lugar, um amp-op com realimentação negativa reduz o efeito da tensão de joelho, nos permitido implementar retificador, detector de pico, limitador e grampeador de sinais de pequena amplitude (aqueles com amplitudes menores que a tensão de joelho de um diodo). E devido a sua ação buffer, os amp-ops podem eliminar os efeitos da fonte e da carga nos circuitos com diodo.

Retificador de Meia-Onda

A Figura 22-36 mostra um **retificador de meia-onda ativo**. Quando o sinal de entrada torna-se positivo, a saída torna-se positiva e faz o diodo conduzir. O circuito então se comporta como um seguidor de tensão, e o semiciclo positivo aparece no resistor de carga.

Figura 22–36 Retificador de meia-onda ativo.



Quando a entrada torna-se negativa, a saída do amp-op torna-se negativa e corta o diodo. Como o diodo está aberto, nenhuma tensão aparece no resistor de carga. A saída final é quase um sinal de meia-onda perfeito.

Existem dois *modos* distintos ou regiões de operação. Primeiro, quando a tensão de entrada é positiva, o diodo está conduzindo e a operação é linear. Nesse caso, a tensão de saída é realimentada na entrada, e temos a realimentação negativa. Segundo, quando a tensão de entrada é negativa, o diodo não conduz e o caminho de realimentação está aberto. Nesse caso, a saída do amp-op é isolada do resistor de carga.

O alto ganho de tensão em malha aberta do amp-op quase elimina o efeito da tensão de joelho. Por exemplo, se a tensão de joelho é 0,7 V e A_{VOL} é 100.000, a tensão de entrada que faz o diodo entrar em condução é 7 μV.

A tensão de joelho em malha fechada é dada por:

$$V_{K(CL)} = \frac{V_K}{A_{VOL}}$$

onde V_K = 0,7 V para um diodo de silício. Devido à tensão de joelho em malha fechada ser muito pequena, o retificador de meia-onda ativo pode ser usado com sinais de nível mais baixo, na região de microvolts.

Detector de Pico Ativo

Para detectarmos o valor de pico de sinais pequenos, podemos usar um **detector de pico ativo** como o que é mostrado na Figura 22-37*a*. Novamente, a tensão de joelho em malha fechada está na região de microvolts, o que significa que podemos detectar o valor de pico de sinais de baixa amplitude. Quando o diodo está conduzindo, a realimentação negativa produz uma impedância de saída Thévenin que se aproxima de zero. Isso significa que a constante de tempo de carga é muito baixa, assim o capacitor pode ser carregado rapidamente com o valor de pico positivo. Quando o diodo está em corte, o capacitor tem que descarregar através de R_L. Como a constante de tempo de descarga R_LC pode ser muito maior que o período do sinal de entrada, podemos assim ter uma detecção de pico quase perfeita para sinais de baixa amplitude.

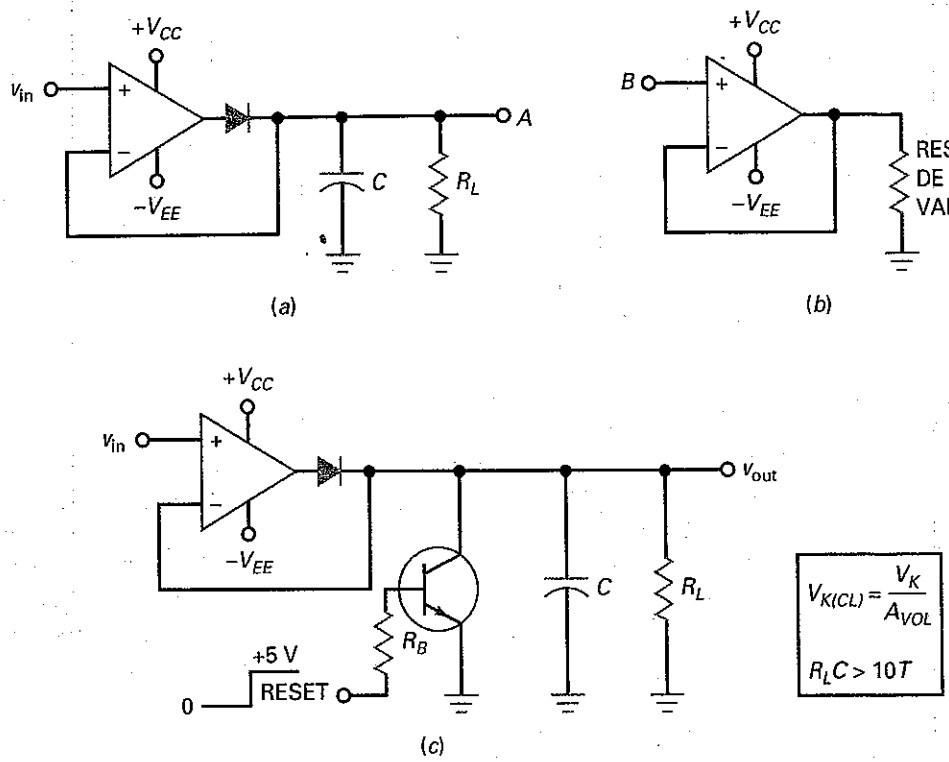
Existem duas regiões distintas de operação. Primeiro, quando a tensão de entrada é positiva, o diodo conduz e a operação é linear. Nesse caso, o capacitor é carregado com o valor de pico da tensão de entrada. Segundo, quando a tensão de entrada é negativa, o diodo está em corte e o caminho de realimentação está aberto. Nesse caso, o capacitor é descarregado através do resistor de carga. Enquanto a constante de tempo de descarga é muito maior que o período do sinal de entrada, a tensão de saída será aproximadamente igual ao valor de pico da tensão de entrada.

Se o sinal de pico detectado tem que acionar uma carga de baixa resistência, podemos evitar efeitos de carga usando um buffer amp-op. Por exemplo, se conectamos o ponto *A* da Figura 22-37*a* ao ponto *B* da Figura 22-37*b*, o seguidor de tensão isola o resistor de carga de baixo valor do detector de pico. Isso evita que uma pequena resistência de carga descarregue o capacitor de forma muito rápida.

A constante de tempo R_LC deve ser pelo menos 10 vezes maior que o período T da menor freqüência de entrada. Na forma de equação temos:

$$R_LC > 10T \qquad \textbf{(22-20)}$$

Figura 22–37 (*a*) Detector de pico ativo; (*b*) amplificador buffer; (*c*) detector de pico com *reset*.



Se essa condição for satisfeita, a tensão de saída estará dentro de 5% do pico de entrada. Por exemplo, se a menor freqüência é 1 kHz, o período é 1 ms. Nesse caso, a constante de tempo R_LC deve ser pelo menos 10 ms para um erro menor que 5%.

Normalmente, um *reset* é incluído no detector de pico ativo, como mostra a Figura 22-37*c*. Quando a entrada de *reset* é nível baixo, a chave com transistor é desligada. Isso permite ao circuito funcionar como descrito anteriormente. Quando a entrada de *reset* é nível alto, a chave com transistor é fechada. Isso descarrega rapidamente o capacitor. A razão da necessidade de um *reset* é porque em função de a constante de tempo de descarga ser grande, o capacitor se manterá carregado por um longo tempo, ainda que o sinal de entrada seja removido. Usando uma entrada de *reset* podemos rapidamente descarregar o capacitor, preparando-o para um novo sinal de entrada com um valor de pico diferente.

Limitador Positivo Ativo

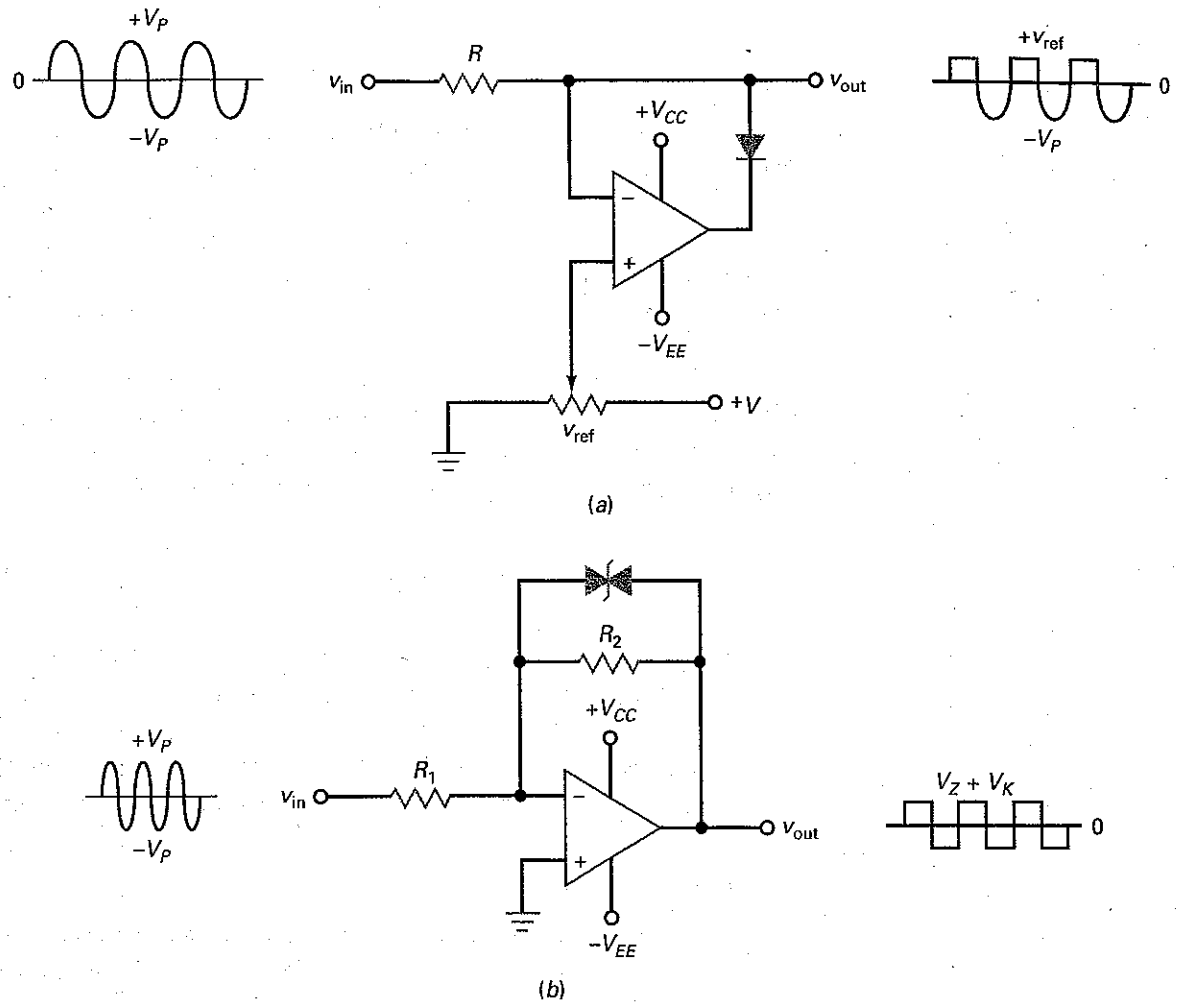
A Figura 22-38*a* mostra um **limitador positivo ativo**. Com o cursor todo voltado para a esquerda, v_{ref} é zero e a entrada não-inversora está aterrada. Quando v_{in} é positiva, a saída do amp-op é negativa e o diodo conduz. A baixa impedância do diodo produz uma forte realimentação negativa porque a resistência de realimentação se aproxima de zero. Para essa condição, o nó de saída está no terra virtual para todos os valores positivos de v_{in}.

Quando v_{in} é negativa, a saída do amp-op é positiva, o que corta o diodo e abre a malha. Quando a malha está aberta, o terra virtual é perdido e v_{out} é igual ao semiciclo negativo da tensão de entrada. Por isso o semiciclo negativo aparece na saída conforme mostrado.

Podemos ajustar o nível de limitação movendo o cursor para obter diferentes valores de v_{ref}. Dessa maneira, obtemos a forma de onda de saída da Figura 22-38*a*. O nível de referência pode ser ajustado entre 0 e +*V*.

A Figura 22-38*b* mostra um circuito ativo que limita os dois semiciclos. Observe os diodos Zener em série e com polarizações opostas na malha de realimentação. Abaixo da tensão Zener, o circuito tem um ganho de malha fechada de R_2/R_1. Quando a saída tenta exceder a tensão Zener mais uma queda de tensão di-

Figura 22–38 (*a*) Limitador positivo ativo; (*b*) diodos Zener produzindo uma onda retangular.



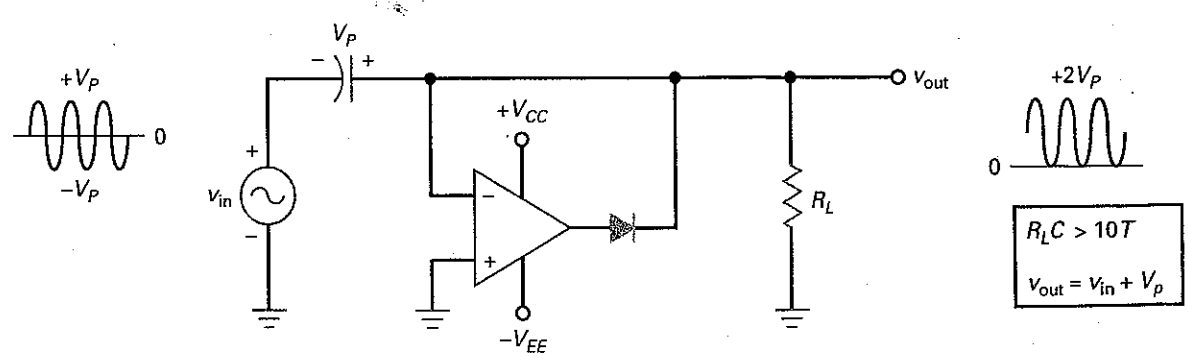
reta de diodo, o diodo Zener entra na região Zener e a tensão de saída é $V_Z + V_K$ independentemente do terra virtual. Por isso, a saída é limitada como mostrado.

Grampeador Positivo Ativo

A Figura 22-39 é um **grampeador positivo ativo**. Esse circuito acrescenta uma componente cc ao sinal de entrada. Como conseqüência, a saída tem que ser de mesma amplitude e formato do sinal de entrada, exceto pelo deslocamento cc.

Eis a teoria de operação: o primeiro semiciclo negativo do sinal de entrada é acoplado pelo capacitor descarregado e produz uma saída positiva no amp-op que faz o diodo conduzir. Devido ao terra virtual, o capacitor é carregado com o valor de pico do semiciclo negativo com a polaridade mostrada na Figura 22-39. Exata-

Figura 22–39 Grampeador positivo ativo.



mente após o pico negativo de entrada, o diodo corta, a malha se abre e o terra virtual é perdido. Nesse caso, a tensão de saída é a soma da tensão de entrada com a tensão do capacitor:

$$v_{out} = v_{in} + Vp \tag{22-21}$$

Como V_p é somado à tensão senoidal de entrada, a forma de onda final de saída é deslocada positivamente através do valor V_p, como mostra a Figura 22-39. A forma de onda grampeada positivamente varia de 0 a $+2V_p$, o que significa que ela tem um valor de pico a pico de $2V_p$, o mesmo que a entrada. Novamente, a realimentação negativa reduz a tensão de joelho do diodo por um fator de aproximadamente A_{VOL}, o que significa que podemos implementar grampeadores excelentes para entradas de pequena amplitude.

A Figura 22-39 mostra a saída do amp-op. Durante a maior parte do ciclo, o amp-op opera na saturação negativa. Entretanto, exatamente no pico negativo de entrada, o amp-op produz um estreito pulso positivo que repõe qualquer carga perdida pelo capacitor de grampeamento entre os picos negativos de entrada.

22-10 Diferenciador

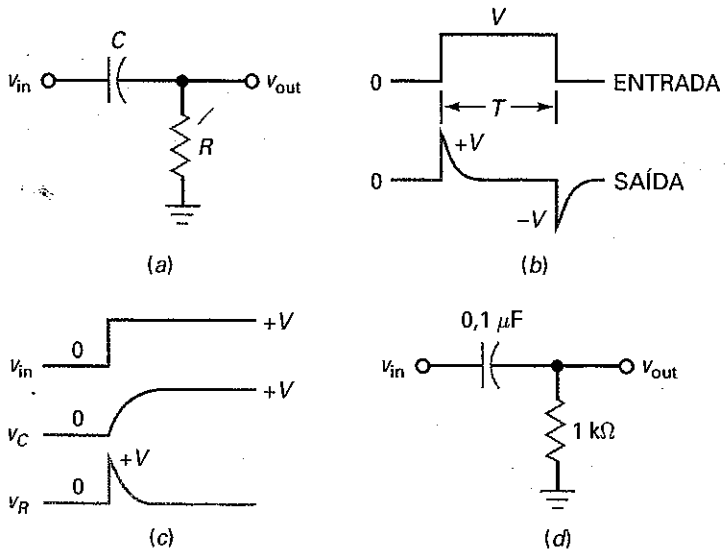
Diferenciador é um circuito que realiza uma operação de cálculo denominada *diferenciação*. Ele produz uma tensão de saída proporcional à taxa de variação instantânea da tensão de entrada. Como exemplo de aplicações comuns do diferenciador temos a detecção de bordas de subida e descida de um pulso retangular ou a produção de uma saída retangular a partir de uma entrada na forma de rampa.

Diferenciador *RC*

Um circuito *RC* como o da Figura 22-40*a* pode ser usado para diferenciar um sinal de entrada. Um sinal de entrada típico é um pulso retangular, como mostra a Figura 22-40*b*. A saída do circuito é uma série de spikes positivos e negativos. O *spike* positivo ocorre no mesmo instante que a borda de subida na entrada e o *spike* negativo ocorre no mesmo instante que a borda de descida. *Spikes* como esses são sinais úteis porque eles indicam quando o sinal retangular de entrada começa e termina.

Para entender como funciona o diferenciador *RC*, observe a Figura 22-40*c*. Quando a tensão de entrada varia de 0 para $+V$, o capacitor começa a ser carregado

Figura 22-40 (*a*) Diferenciador *RC*; (*b*) uma entrada retangular produz uma saída com *spikes*; (*c*) formas de onda de carga; (*d*) exemplo.



exponencialmente, como mostrado. Após cinco constantes de tempo, a tensão no capacitor está dentro de 1% da tensão final. Para satisfazer a lei de Kirchhoff para tensão, a tensão no resistor da Figura 22-40*a* é:

$$v_R = v_{in} - v_C$$

Como v_c é inicialmente zero, a tensão de saída salta quase instantaneamente de 0 para V e em seguida decai exponencialmente, como mostra a Figura 22-40*b*. Com uma argumentação similar, a borda de subida de um pulso retangular produz um *spike* negativo. A propósito, cada *spike* na Figura 22-40*b* tem um valor de pico de aproximadamente V, que é a amplitude do degrau de tensão.

Se um diferenciador *RC* produz *spikes* estreitos, a constante de tempo deve ser pelo menos 10 vezes menor que a largura do pulso T:

$$RC < 10T$$

Se a largura do pulso é 1 ms, a constante de tempo *RC* deve ser menor que 0,1 ms. A Figura 22-40*d* mostra um diferenciador *RC* com uma constante de tempo de 0,1 ms. Se acionarmos esse circuito com um pulso retangular com largura T maior que 1 ms, a saída será uma série de *spikes* positivos e negativos de tensão estreitos.

Diferenciador com Amp-Op

A Figura 22-41*a* mostra um diferenciador com amp-op. Observe a similaridade com o integrador com amp-op. A diferença está no posicionamento do resistor e do capacitor. Devido ao terra virtual, a corrente no capacitor passa pelo resistor de realimentação, produzindo uma tensão nesse resistor. A corrente no capacitor é dada pela seguinte relação fundamental:

$$i = C\frac{dv}{dt}$$

O valor de *dv/dt* é igual à inclinação da tensão de entrada.

Uma aplicação comum do diferenciador com amp-op é na produção de *spikes* bastante estreitos, como mostra a Figura 22-41*b*. A vantagem de um diferenciador com amp-op sobre um diferenciador *RC* simples é que os *spikes* são provenientes de uma fonte de baixa impedância, o que faz com que seja mais fácil o acionamento de uma típica resistência de carga.

Diferenciador com Amp-Op Prático

O diferenciador com amp-op da Figura 22-41*a* tem uma tendência a oscilar. Para evitar isso, um diferenciador com amp-op prático geralmente inclui alguma resistência em série com o capacitor, como mostra a Figura 22-42. O valor típico dessa resistência acrescentada está entre 0,01*R* e 0,1*R*. Com esse resistor, o ganho de tensão em malha fechada está entre 10 e 100. O efeito é limitar o ganho de tensão em malha fechada em altas freqüências, onde o problema da oscilação aumenta.

Figura 22-41 (*a*) Diferenciador com amp-op; (*b*) uma entrada retangular produz uma saída com *spikes*.

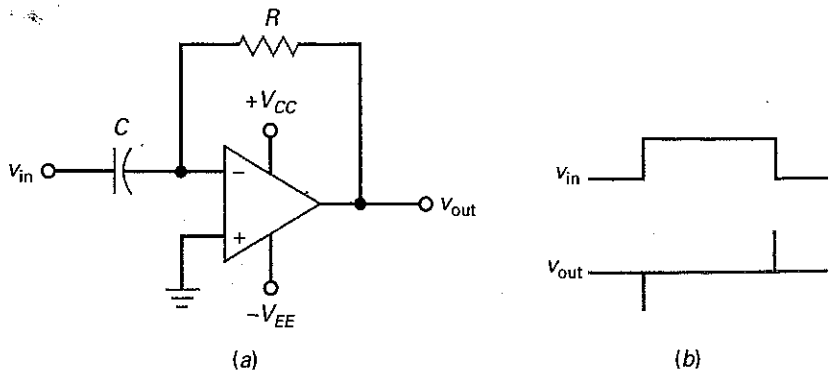
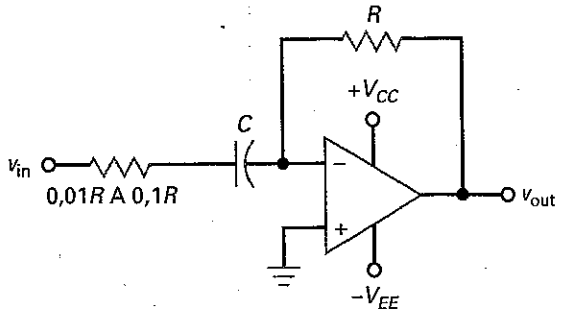


Figura 22–42 Resistência acrescentada à entrada para evitar oscilações.



22-11 Amplificador Classe D

O amplificador classe B ou classe AB tem sido a principal escolha de muitos projetistas em amplificadores de áudio. Essa configuração de amplificador linear é capaz de proporcionar o desempenho convencional necessário e o custo especificado. Agora, produtos como TVs de LCD, TVs de plasma e PCs *desktop* demandam potências maiores de saída enquanto mantêm ou reduzem o fator de forma, sem aumentar os custos. Dispositivos portáteis como os PDAs, telefones celulares e *notebooks* demandam circuitos mais eficientes. Devido à alta eficiência e ao baixo aquecimento, o amplificador classe D está agora competindo com os amplificadores classe AB em muitas aplicações. O amplificador classe D demonstra uma aplicação prática de muitos dos dispositivos que temos estudado.

Em vez de ser polarizado para operação linear, um **amplificador classe D** usa transistores de saída que operam como chaves. Cada transistor é habilitado a estar em corte ou saturado. Quando em corte, sua corrente é zero. Quando saturado, a tensão nele é baixa. Esse conceito aumenta a eficiência do circuito, pois requer menos potência da fonte de alimentação e permite o uso de dissipadores menores para o amplificador.

Um amplificador classe D básico é mostrado na Figura 22-43. O amplificador consiste em um amp-op comparador acionando dois MOSFETs que operam como chaves. O comparador tem dois sinais de entrada: um é o sinal de áudio V_A, e a

Figura 22–43 Amplificador classe D básico.

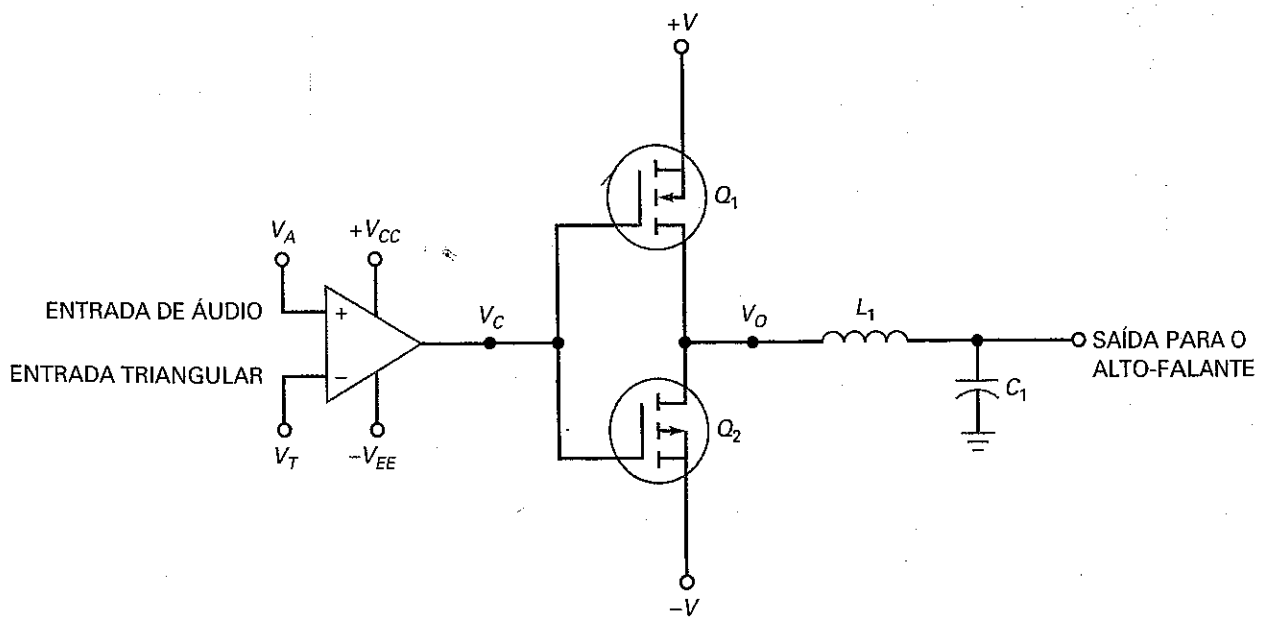
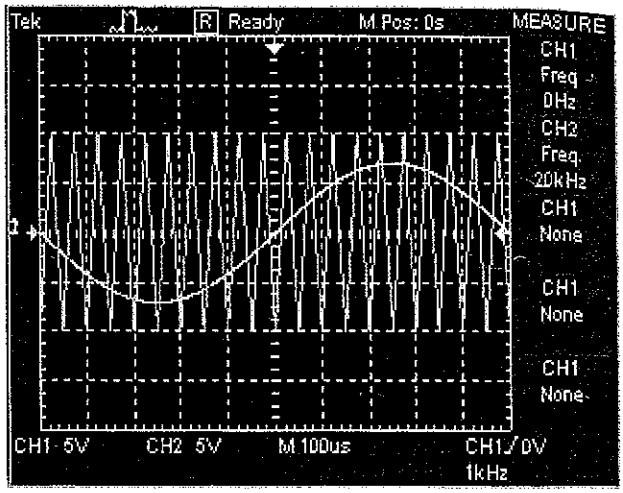


Figura 22–44 Formas de onda de entrada.



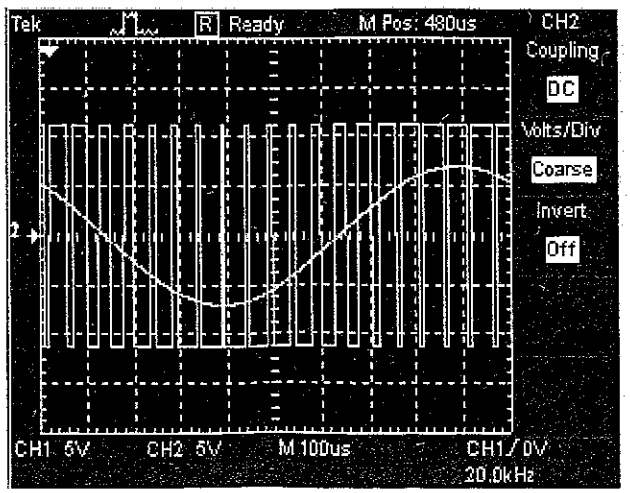
outra entrada é uma onda triangular V_T com uma freqüência bem maior. O valor da tensão na saída do comparador, V_C, se aproxima de $+V_{CC}$ ou $-V_{EE}$. Quando $V_A > V_T$, $V_C = +V_{CC}$. Quando $V_A < V_T$, $V_C = -V_{EE}$.

A tensão de saída positiva ou negativa do comparador aciona dois MOSFETs complementares de fonte comum. Quando V_C é positiva, Q_1 conduz e Q_2 corta. Quando V_C é negativa, Q_1 corta e Q_2 conduz. A tensão de saída de cada transistor é ligeiramente menor que +V e –V da fonte de alimentação. L_1 e C_1 fazem o papel de um filtro passa-baixas. Quando os valores desses componentes são escolhidos adequadamente, esse filtro permite a passagem do valor médio na saída dos transistores de comutação para o alto-falante. Se o sinal de entrada de áudio V_A for zero, V_O será uma onda quadrada simétrica com um valor médio de zero volt.

Para ilustrar a operação desse circuito, examine a Figura 22-44. Uma onda senoidal de 1 kHz é aplicada na entrada V_A e uma onda triangular de 20 kHz é aplicada na entrada V_T. Na prática, a freqüência de entrada da onda triangular deve ser muitas vezes maior que a que usamos nessa ilustração. Uma freqüência de 250 kHz a 300 kHz é normalmente usada. A freqüência deve ser tão alta quanto possível em comparação com a freqüência de corte, f_c, de L_1C_1 para uma menor distorção de saída. Além disso, note que a tensão máxima de V_A é aproximadamente 70% de V_T.

A saída V_O resultante a partir dos transistores de comutação é uma forma de onda **modulada por largura de pulso (PWM-** *pulse-width-modulated*). O ciclo de trabalho dessa forma de onda produz uma saída cujo valor médio segue o sinal de entrada de áudio. Isso está na Figura 22-45.

Figura 22–45 Forma de onda de saída seguindo a entrada.



Amplificadores classe D mais sofisticados usam uma configuração de circuito com uma ponte H de MOSFETs para os dispositivos de comutação e incorpora filtros passa-baixas ativos. Como resultado consegue-se uma eficiência de 85% a 90%, mesmo em baixas potências. Isso supera a eficiência de um amplificador classe AB, cuja eficiência chega a um máximo teórico de 78% em níveis de potências mais altas e uma eficiência bem menor para potências menores.

A nova geração de CIs amplificadores classe D, tal como o NJU8755, amplifica sinais de entrada analógicos e produzem sinais digitais PWM de saída. Esse CI proporciona uma combinação entre sistemas analógicos e digitais. O CI NJU8755, configurado como uma carga estéreo conectada em ponte e conectado a um sinal analógico, é capaz de fornecer 1,2W/canal em 5 V e 8 Ω. Esse tipo de circuito também emprega um modo *standby* (modo de espera) projetado para reduzir o consumo de potência para minimizar os níveis durante os períodos de silêncio.

Resumo

SEÇÃO 22-1 COMPARADORES COM REFERÊNCIA ZERO

Um comparador com uma tensão de referência zero é denominado detector de cruzamento zero. Normalmente são usados limitadores com diodos para proteger o comparador contra tensões de entrada excessivamente altas. Os comparadores em geral fazem interface com entradas de circuitos digitais.

SEÇÃO 22-2 COMPARADORES COM REFERÊNCIA DIFERENTE DE ZERO

Em algumas aplicações pode ser necessária uma tensão de limiar diferente de zero. Comparadores com tensão de referência diferente de zero são algumas vezes denominados detectores de limite. Embora os amp-ops possam ser usados como comparadores, CIs comparadores são otimizados para essa aplicação removendo o capacitor de compensação interno. Isso aumenta a velocidade de comutação.

SEÇÃO 22-3 COMPARADORES COM HISTERESE

Ruído é um tipo de sinal indesejado que não é proveniente do sinal de entrada nem harmonicamente relacionado a ele. Em virtude de o ruído provocar comutações falsas em um comparador, a realimentação positiva é usada para gerar uma histerese. Isso evita que o ruído provoque comutações falsas. A realimentação positiva também aumenta a velocidade da comutação entre os estados de saída.

SEÇÃO 22-4 COMPARADOR DE JANELA

Um comparador de janela, também denominado detector de limite duplo, detecta quando a tensão de entrada está entre os dois limites. Para criar a janela, um comparador de janela usa dois comparadores com dois pontos de comutação diferentes.

SEÇÃO 22-5 INTEGRADOR

Um integrador é útil na conversão de pulsos retangulares em rampas lineares. Devido à grande capacitância Miller de entrada, apenas a parte inicial de uma carga exponencial é usada. Como essa parte inicial é quase linear, a rampa de saída é quase perfeita. Os integradores são usados para gerar a base de tempo de osciloscópios.

SEÇÃO 22-6 CONVERSÃO DE FORMA DE ONDA

Podemos usar um *Schmitt trigger* para converter uma onda senoidal em uma onda retangular. Um integrador pode converter uma onda quadrada em uma onda triangular. Com um resistor ajustável, podemos controlar o ciclo de trabalho com um detector de limite.

SEÇÃO 22-7 GERAÇÃO DE FORMA DE ONDA

Com uma realimentação positiva, podemos construir osciladores, os quais são circuitos que geram um sinal de saída sem um sinal de entrada. Um oscilador de relaxação faz uso da carga de um capacitor para gerar um sinal de saída. Conectando em cascata um oscilador de relaxação e um integrador, podemos produzir um forma de onda triangular de saída.

SEÇÃO 22-8 OUTRO GERADOR DE ONDA TRIANGULAR

A saída de um *Schmitt trigger* não-inversor pode ser usada para acionar um integrador. Se a saída do integrador é usada como entrada do *Schmitt trigger*, temos um oscilador que produz ondas quadrada e triangular.

SEÇÃO 22-9 CIRCUITOS COM DIODO ATIVO

Com amp-ops, podemos construir retificadores de meia-onda, detectores de pico, limitadores e grampeadores. Em todos esses circuitos a tensão de joelho em malha fechada é igual à tensão de joelho dividida pelo ganho de tensão em malha aberta. Por isso, podemos processar sinais de baixa amplitude.

SEÇÃO 22-10 DIFERENCIADOR

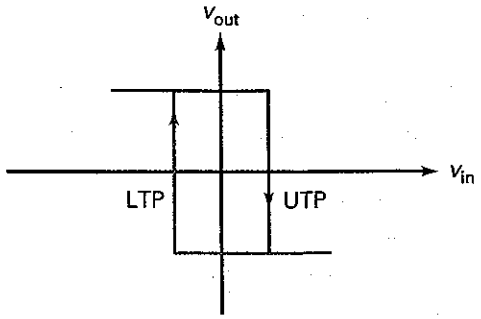
Quando uma onda quadrada aciona um diferenciador *RC*, a saída é uma série de spikes de tensão positivos e negativos estreitos. Com um amp-op, podemos melhorar a diferenciação e obter uma impedância de saída baixa.

SEÇÃO 22-11 AMPLIFICADOR CLASSE D

O amplificador classe D usa transistores de saída que operam como chaves. Em vez de operarem na região linear, esses transistores são acionados alternadamente para a saturação ou para o corte através do sinal de saída de um comparador. O amplificador classe D é capaz de proporcionar uma alta eficiência e está se difundindo em equipamentos que necessitam de amplificador de áudio.

Definições

(22-8) Histerese:

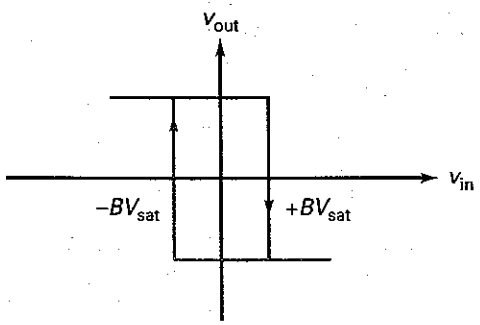


$H = \text{UTP} - \text{LTP}$

Derivações

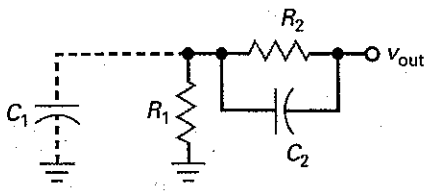
Para todas as equações derivadas não mostradas aqui, veja as figuras apropriadas no capítulo.

(22-9) Histerese:



$H = 2BV_{sat}$

(22-912) Capacitância *speed-up*:



$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1$$

Atividades para o Estudante

1. Em um circuito não-linear com amp-op,
   a. O amp-op nunca satura
   b. A malha de realimentação nunca é aberta
   c. O formato da saída é o mesmo que o da entrada
   d. O amp-op pode saturar
2. Para detectar quando a entrada é maior que um valor em particular, usa-se um
   a. Comparador
   b. Grampeador
   c. Limitador
   d. Oscilador de relaxação
3. A tensão de saída de um *Schmitt trigger* é
   a. Uma tensão de nível baixo
   b. Uma tensão de nível alto
   c. Uma tensão de nível baixo ou nível alto
   d. Uma onda senoidal
4. A histerese evita comutação falsa associada com
   a. Uma entrada senoidal
   b. Tensões de ruído
   c. Capacitâncias parasitas
   d. Pontos de comutação
5. Se a entrada for um pulso retangular, a saída de um integrador será
   a. Uma onda senoidal
   b. Uma onda quadrada
   c. Uma rampa
   d. Um pulso retangular
6. Quando uma onda senoidal de grande amplitude aciona um *Schmitt trigger*, a saída é uma
   a. Onda retangular
   b. Onda triangular
   c. Onda senoidal retificada
   d. Série de rampas

7. Se a largura de pulso diminui e o período permanece o mesmo, o ciclo de trabalho
   a. Diminui
   b. Permanece o mesmo
   c. Aumenta
   d. É zero

8. A saída de um oscilador de relaxação é
   a. Uma onda senoidal
   b. Uma onda quadrada
   c. Uma rampa
   d. Um *spike*

9. Se A_{VOL} = 100.000, a tensão de joelho de malha fechada de um diodo de silício é
   a. 1 μV
   b. 3,5 μV
   c. 7 μV
   d. 14 μV

10. A entrada de um detector de pico é uma onda triangular com um valor de pico a pico de 8 V e um valor médio de 0. A saída é
   a. 0
   b. 4 V
   c. 8 V
   d. 16 V

11. A entrada de um limitador positivo é uma onda triangular com um valor de pico a pico de 8 V e um valor médio 0. Se o nível de referência for 2 V, a saída terá um valor de pico a pico de
   a. 0 c. 6 V
   b. 2 V d. 8 V

12. A constante de tempo de descarga de um detector de pico é 100 ms. A menor freqüência que podemos usar é
   a. 10 Hz
   b. 100 Hz
   c. 1 kHz
   d. 10 kHz

13. Um comparador com um ponto de comutação de zero é denominado algumas vezes
   a. Detector de limiar
   b. Detector de cruzamento zero
   c. Detector de limite positivo
   d. Detector de meia-onda

14. Para funcionar corretamente, muitos CIs precisam de um
   a. Capacitor de compensação externo
   b. Resistor de *pullup*
   c. Circuito de desvio
   d. Estágio de saída

15. Um *Schmitt trigger* usa
   a. Realimentação positiva
   b. Realimentação negativa
   c. Capacitores de compensação
   d. Resistores de *pullup*

16. Um *Schmitt trigger*
   a. É um detector de cruzamento zero
   b. Tem dois pontos de comutação
   c. Produz ondas triangulares de saída
   d. É projetado para comutar com tensões de ruído

17. Um oscilador de relaxação depende da carga de um capacitor através de
   a. Um resistor
   b. Um indutor
   c. Um capacitor
   d. Uma entrada não-inversora

18. Uma rampa de tensão
   a. É sempre crescente
   b. É um pulso retangular
   c. Aumenta ou diminui numa taxa linear
   d. É produzida por histerese

19. O integrador com amp-op usa
   a. Indutores
   b. O efeito Miller
   c. Entradas senoidais
   d. Histerese

20. O ponto de comutação de um comparador é a tensão de entrada que faz com que
   a. O circuito oscile
   b. Seja detectado o pico de um sinal de entrada
   c. A saída comute de estado
   d. O grampeamento ocorra

21. Em um integrador com amp-op, a corrente através do resistor de entrada flui para
   a. A entrada inversora
   b. A entrada não-inversora
   c. O capacitor de desvio
   d. O capacitor de realimentação

22. Um retificador de meia-onda ativo tem uma tensão de joelho de
   a. V_K
   b. 0,7 V
   c. Mais que 0,7 V
   d. Muito menos que 0,7 V

23. Em um detector de pico ativo, a constante de tempo de descarga é
   a. Muito maior que o período
   b. Muito menor que o período
   c. Igual ao período
   d. A mesma que a constante de tempo de carga

24. Se a tensão de referência é zero, a saída de um limitador positivo ativo é
   a. Positiva
   b. Negativa
   c. Positiva ou negativa
   d. Uma rampa

25. A saída de um grampeador positivo ativo é
   a. Positiva
   b. Negativa
   c. Positiva ou negativa
   d. Uma rampa

26. Um grampeador positivo acrescenta
   a. Uma tensão cc positiva à entrada
   b. Uma tensão cc negativa à entrada
   c. Um sinal ca à saída
   d. Um ponto de comutação ao já existente

27. Um comparador de janela
   a. Tem apenas um limiar utilizável
   b. Usa histerese para aumentar a velocidade de resposta
   c. Limita a entrada positivamente
   d. Detecta uma tensão de entrada entre dois limites

28. Um circuito diferenciador RC produz uma tensão de saída relacionada à taxa instantânea de variação da
   a. Corrente de entrada
   b. Tensão de entrada
   c. Resistência de entrada
   d. Freqüência de entrada

29. Um diferenciador com amp-op é usado para produzir
   a. Ondas quadradas na saída
   b. Ondas senoidais na saída
   c. *Spikes* de tensão na saída
   d. Níveis cc na saída

30. Amplificadores classe D são muito eficientes porque
   a. Os transistores de saída estão no corte ou na saturação
   b. Eles não necessitam de uma fonte de alimentação cc
   c. Eles usam estágios RF sintonizados
   d. Eles conduzem por 360° da tensão de entrada

Problemas

SEÇÃO 22-1 COMPARADORES COM REFERÊNCIA ZERO

22-1 Na Figura 22-1*a*, o comparador tem um ganho de tensão de malha aberta de 106 dB. Qual a tensão de entrada que produz uma saturação positiva se a tensão de alimentação é de ±20 V?

22-2 Se a tensão de entrada é 50 V na Figura 22-2*a*, qual a corrente aproximada através do diodo limitador esquerdo se R = 10 kΩ?

22-3 Na Figura 22-7*a*, cada diodo Zener é um 1N4736A. Se as tensões de alimentação são ±15 V, qual a tensão de saída?

22-4 A dupla alimentação na Figura 22-7*b* é reduzida para ±12 V e o diodo é invertido. Qual a tensão de saída?

22-5 Se o diodo da Figura 22-9 for invertido e as fontes substituídas por ±9 V, qual a saída quando o *strobe* for nível alto? E quando for nível baixo?

SEÇÃO 22-2 COMPARADORES COM REFERÊNCIA DIFERENTE DE ZERO

22-6 Na Figura 22-11*a*, a dupla tensão de alimentação é ±15 V. Se R_1 = 47 kΩ e R_2 = 12 kΩ, qual a tensão de referência? Se o capacitor de desvio for de 0,5 μF, qual a freqüência de corte?

22-7 Na Figura 22-11c, a dupla tensão de alimentação é ±12 V. Se R_1 = 15 kΩ e R_2 = 7,5 kΩ, qual a tensão de referência? Se o capacitor de desvio for de 1,0 μF, qual a freqüência de corte?

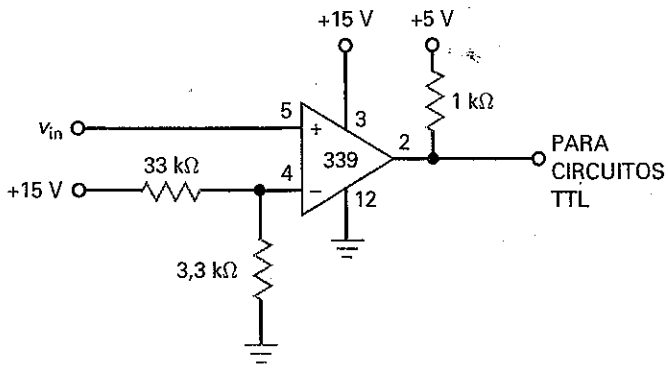
22-8 Na Figura 22-12, V_{CC} = 9 V, R_1 = 22 kΩ e R_2 = 4,7 kΩ. Qual o ciclo de trabalho de saída se a entrada for uma onda senoidal com um pico de 7,5 V?

22-9 Na Figura 22-46, qual o ciclo de trabalho de saída se a entrada for uma onda senoidal com um pico de 5 V?

SEÇÃO 22-3 COMPARADORES COM HISTERESE

22-10 Na Figura 22-18*a*, R_1 = 2,2 kΩ e R_2 = 18 kΩ. Se V_{sat} = 14 V, quais são os pontos de comutação? Qual é a histerese?

Figura 22-46

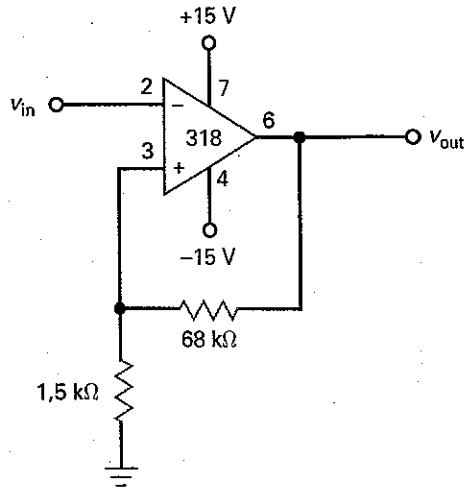


22-11 Se R_1 = 1 kΩ, R_2 = 20 kΩ e V_{sat} = 15 V, qual o máximo ruído de pico a pico que o circuito da Figura 22-19*a* pode resistir sem comutação falsa?

22-12 O *Schmitt trigger* da Figura 22-20 tem R_1 = 1 kΩ e R_2 = 18 kΩ. Se a capacitância parasita em R_1 é 3,0 pF, qual deve ser o valor do capacitor *speed-up*?

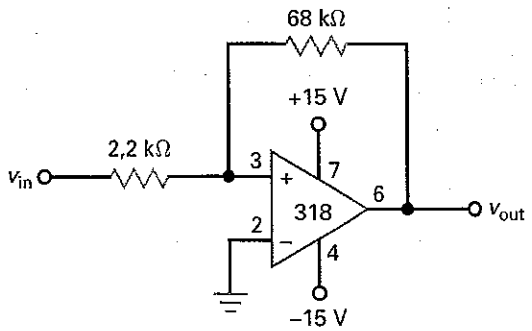
22-13 Se V_{sat} = 13,5 V na Figura 22-47, quais são os pontos de comutação e a histerese?

Figura 22-47



22-14 Quais são os pontos de comutação e a histerese se, V_{sat} = 14 V na Figura 22-48?

Figura 22-48



SEÇÃO 22-4 COMPARADOR DE JANELA

22-15 Na Figura 22-22*a*, os valores LTP e UTP são alterados para +3,5 V e +4,75 V. Se V_{sat} = 12 V e a entrada é uma onda senoidal com um pico de 10 V, qual a forma de onda da tensão de saída?

22-16 Na Figura 22-23*a*, a resistência 2*R* é substituída por 4*R* e a resistência 3*R* é substituída por 6*R*. Quais são as novas tensões de referência?

SEÇÃO 22-5 INTEGRADOR

22-17 Qual a corrente de carga no capacitor da Figura 22-49 quando o pulso de entrada for nível alto?

22-18 Na Figura 22-49, a tensão de saída é *resetada* exatamente antes de o pulso começar. Qual a tensão de saída ao término do pulso?

22-19 A tensão de entrada é modificada de 5 V para 0,1 V na Figura 22-49. A capacitância na Figura 22-49 é substituída por cada um dos seguintes valores: 0,1 μF, 1 μF, 10 μF e 100 μF. O *reset* é ativado no início do pulso. Qual a tensão de saída no final do pulso para cada capacitor?

SEÇÃO 22-6 CONVERSÃO DE FORMA DE ONDA

22-20 Qual a tensão de saída na Figura 22-50?

22-21 Se a capacitância for substituída por 0,068 μF na Figura 22-50, qual a tensão de saída?

22-22 Na Figura 22-50, o que acontece com a tensão de saída se a freqüência é alterada para 5 kHz? E se é alterada para 20 kHz?

22-23 **MultiSim** Qual o ciclo de trabalho na Figura 22-51 quando o cursor estiver na parte superior? Qual o ciclo de trabalho quando o cursor estiver na parte inferior?

22-24 **MultiSim** Qual o ciclo de trabalho na Figura 22-51 quando o cursor estiver na metade do percurso?

Figura 22-49

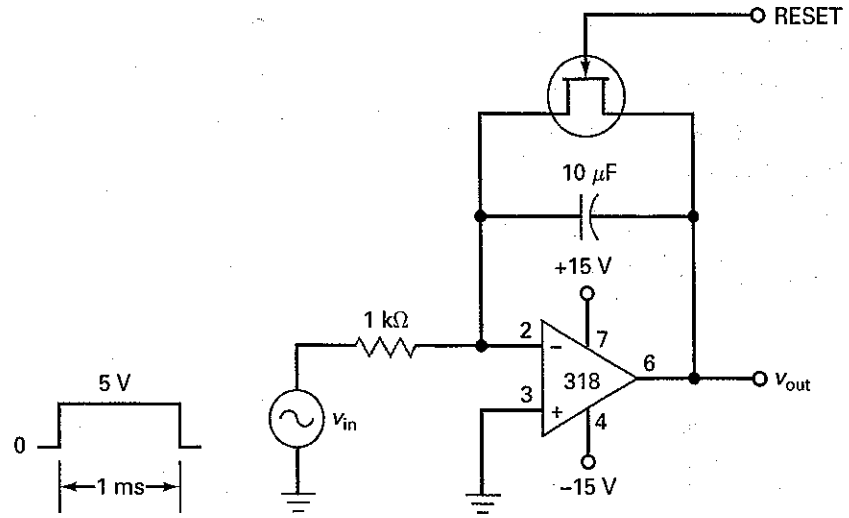


Figura 22-50

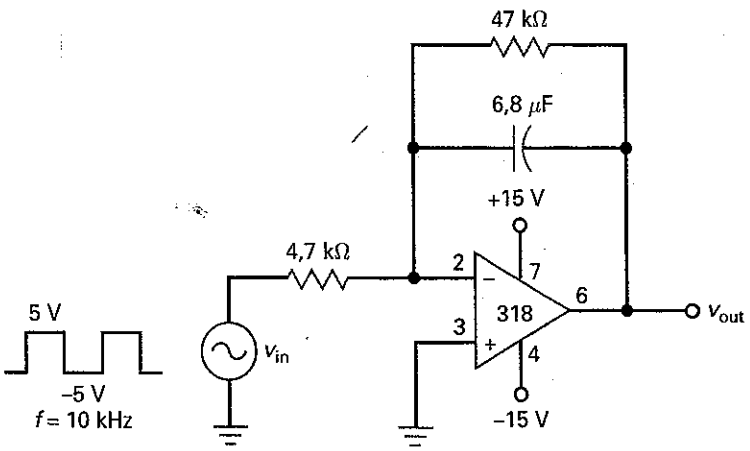
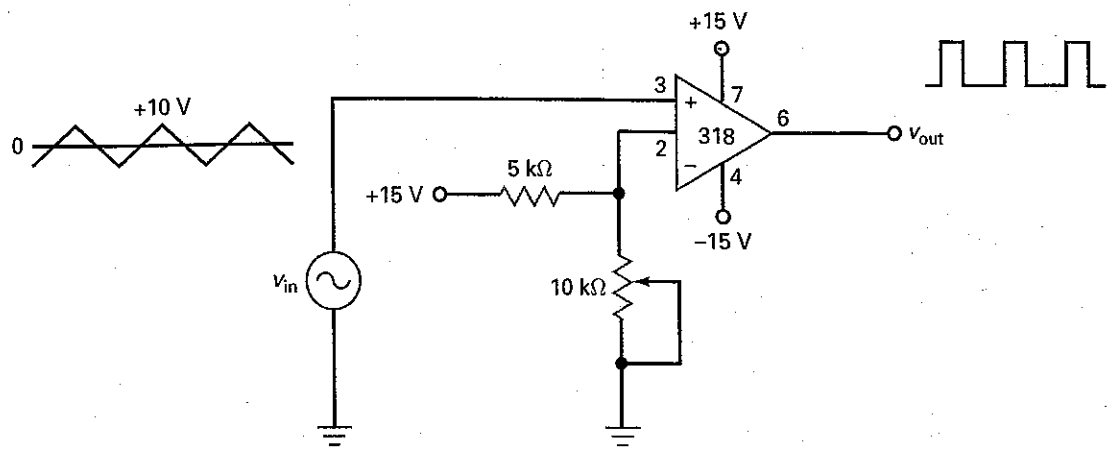


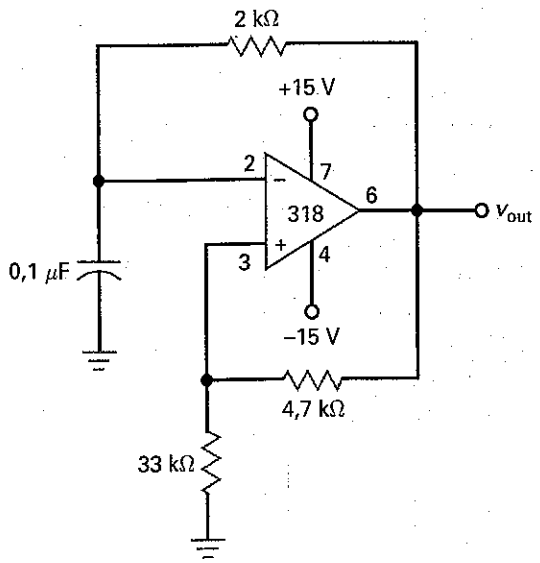
Figura 22–51



SEÇÃO 22–7 GERAÇÃO DE FORMA DE ONDA

22–25 **MultiSim** Qual a freqüência do sinal de saída na Figura 22-52?

Figura 22–52



22–26 **MultiSim** Se todos os resistores tiverem seus valores dobrados na Figura 22-52, o que acontecerá com a freqüência?

22–27 O capacitor da Figura 22-52 é substituído por um de 0,47 μF. Qual o valor da nova freqüência?

SEÇÃO 22–8 OUTRO GERADOR DE ONDA TRIANGULAR

22–28 Na Figura 22-35*a*, R_1 = 2,2 kΩ e R_2 = 22 kΩ. Se V_{sat} = 12 V, quais são os pontos de comutação do *Schmitt trigger*? Qual o valor da histerese?

22–29 Na Figura 22-35*a*, R_3 = 2,2 kΩ, R_4 = 22 kΩ e C = 4,7 μF. Se a saída do *Schmitt trigger* for uma onda quadrada com um valor de pico a pico de 28 V e uma freqüência de 5 kHz, qual a saída de pico a pico do gerador de onda triangular?

SEÇÃO 22–9 CIRCUITOS COM DIODO ATIVO

22–30 Na Figura 22-36, a onda senoidal de entrada tem um pico de 100 mV. Qual a tensão de saída?

22–31 Qual a tensão de saída na Figura 22-53?

22–32 Qual a menor freqüência recomendada na Figura 22-53?

22–33 Suponha que o diodo da Figura 22-53 esteja invertido. Qual a tensão de saída?

22–34 A tensão de entrada na Figura 22-53 é alterada de 75 mV rms para 150 mV pp. Qual a tensão de saída?

22–35 Se a tensão de pico de entrada for 100 mV na Figura 22-39, qual a tensão de saída?

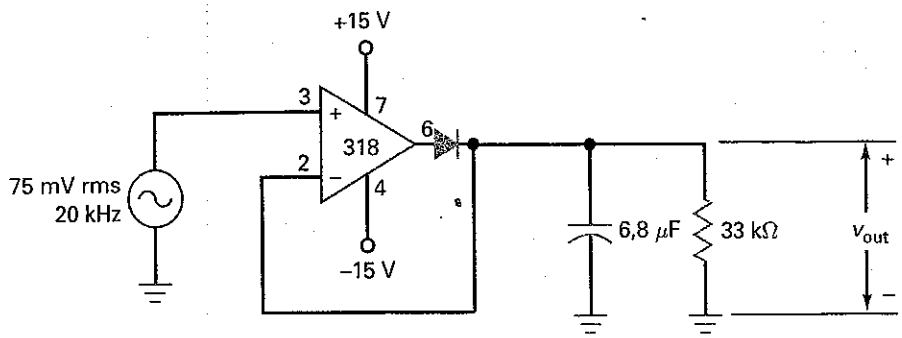
22–36 Um limitador positivo como o da Figura 22-39 tem R_L = 10 kΩ e C = 4,7 μF. Qual é a menor freqüência recomendada para esse limitador?

SEÇÃO 22–10 DIFERENCIADOR

22–37 Na Figura 22-40, a tensão de entrada é uma onda quadrada com uma freqüência de 10 kHz. Quantos *spikes* positivos e negativos o diferenciador produz em 1 s?

22–38 Na Figura 22-41, a tensão de entrada é uma onda quadrada com freqüência de 1 kHz. Qual o intervalo entre o *spike* positivo e negativo de saída?

Figura 22–53



Raciocínio Crítico

22–39 Sugira uma ou mais alterações na Figura 22-46 para obter uma tensão de referência de 1 V.

22–40 A capacitância parasita na saída na Figura 22-46 é 50 pF. Qual é o tempo de subida da forma de onda de saída quando ela comuta do nível baixo para o alto?

22–41 Um capacitor de desvio de 47 μF é conectado em paralelo com o resistor de 3,3 kΩ na Figura 22-46. Qual a freqüência de corte do circuito de desvio? Se a ondulação da fonte for de 1 Vrms, qual a ondulação aproximada na entrada do inversor?

22–42 Qual a corrente média no resistor de 1 kΩ na Figura 22-14*a* se a entrada for uma onda senoidal com um pico de 5 V? Considere R_1 = 33 kΩ e R_2 = 3,3 kΩ.

22–43 Os resistores da Figura 22-47 têm uma tolerância de ±5%. Qual a histerese mínima?

22–44 Na Figura 22-23*a*, os valores de LTP e UTP são alterados para +3,5 V e +4,75 V. Se V_{sat} = 12 V e a entrada for uma onda senoidal com um pico de 10 V, qual o ciclo de trabalho na saída?

22–45 Queremos produzir tensões de saída na forma de rampa com o circuito da Figura 22-49 que varie de 0 V a 10 V com tempos de 0,1 ms, 1 ms e 10 ms. O que podemos modificar no circuito para realizar isso? (Várias respostas corretas são possíveis.)

22–46 Queremos que a freqüência de saída na Figura 22-52 seja 20 kHz. Sugira algumas alterações para realizar isso.

22–47 A tensão de ruído na entrada do circuito na Figura 22-48 pode ser tão grande quanto 1 V pp. Sugira uma ou mais alterações que torne o circuito imune à tensão de ruído.

22–48 A companhia XYZ produz osciladores de relaxação em massa. Espera-se que a tensão de saída seja de pelo menos 10 V pp. Sugira algumas formas de verificar a saída de cada unidade para saber se ela apresenta pelo menos 10 V pp. (Existem várias respostas corretas. Veja quantas você pode propor. Você pode usar qualquer dispositivo ou circuito neste capítulo ou em anteriores.)

22–49 Como você construiria um circuito que ligue as lâmpadas quando escurecer e as desligue quando amanhecer? (Use esse capítulo e os anteriores para determinar tantas respostas corretas quantas você pode imaginar.)

22–50 Suponha que você tenha alguns equipamentos eletrônicos que não funcionem quando a tensão da rede esteja muito baixa. Sugira uma ou mais formas que dispare um alarme audível quando a tensão na rede for menor que 105 V rms.

22–51 As ondas de radar têm uma velocidade de 186.000 milhas/s (297.600 Km/s). Um transmissor na Terra envia uma onda de radar à Lua e o eco dessa onda retorna à Terra. Na Figura 22-49, o resistor de 1 kΩ é substituído por um de 1 MΩ. O pulso retangular de entrada começa no instante em que a onda do radar é enviada para a Lua e o pulso termina no instante em que a onda do radar retorna à Terra. Se a rampa de saída diminuiu de 0 V a –1,23 V, qual a distância da Terra à Lua?

Análise de Defeito

Use a Figura 22-54 para os problemas restantes. Cada ponto de teste, de *A* a *E*, é mostrado na tela de um osciloscópio. Baseado no seu conhecimento de circuitos e formas de onda, você deve identificar o bloco mais suspeito para um teste posterior. Familiarize-se com a operação normal usando as medidas de OK. Quando estiver pronto para a análise de defeito, resolva os problemas a seguir.

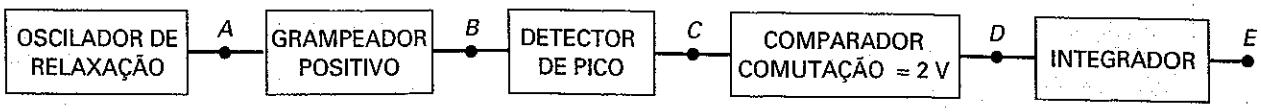
22–52 Determine os defeitos 1 e 2.

22–53 Determine os defeitos de 3 a 5.

22–54 Determine os defeitos 6 e 7.

22–55 Determine os defeitos de 8 a 10.

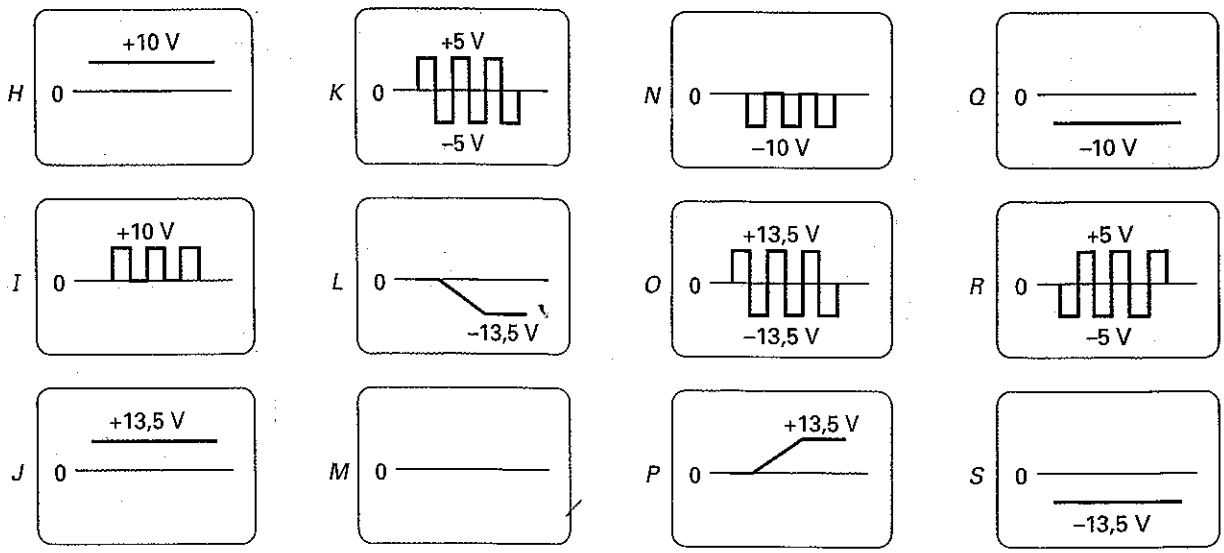
Figura 22–54



Análise de defeito

Defeito	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E
OK	K	I	H	J	L
*T*1	K	N	M	S	P
*T*2	K	I	H	J	O
*T*3	M	M	M	S	P
*T*4	R	I	M	S	P
*T*5	K	M	M	S	P
*T*6	K	I	H	S	P
*T*7	K	I	H	J	J
*T*8	K	I	Q	S	P
*T*9	R	I	H	J	S
*T*10	K	I	H	M	M

FORMAS DE ONDA



Questões de Entrevista

1. Esboce o circuito de um detector de cruzamento zero e descreva sua teoria de operação.
2. Como podemos evitar que um ruído de entrada comute um comparador? Desenhe um diagrama esquemático e algumas formas de onda para sustentar sua discussão.
3. Explique como um integrador funciona desenhando um diagrama esquemático e algumas formas de onda.
4. Suponha que você esteja fazendo uma produção em massa de um circuito que supostamente tenha uma tensão cc de saída entre 3 V e 4 V. Que tipo de comparador você usaria? Como você conectaria LEDs verdes e vermelhos na saída do comparador para indicar circuito aprovado ou com defeito?
5. O que a expressão *saída limitada* significa? Como essa operação pode ser facilmente compreendida?

6. Em que um *Schmitt trigger* difere de um detector de cruzamento zero?
7. Como podemos proteger a entrada de um comparador de tensões de entrada muito grandes?
8. Em que um CI comparador difere de um amp-op típico?
9. Se um pulso retangular aciona um integrador, que tipo de saída podemos esperar?
10. Que efeito um circuito com diodo ativo tem na tensão de joelho?
11. O que faz um oscilador de relaxação?
12. Se um pulso retangular aciona um diferenciador, que tipo de saída podemos esperar?

Respostas — Atividades para o Estudante

1. d
2. a
3. c
4. b
5. c
6. a
7. a
8. b
9. c
10. b
11. c
12. b
13. b
14. b
15. a
16. b
17. a
18. c
19. b
20. c
21. d
22. d
23. a
24. b
25. a
26. a
27. d
28. b
29. c
30. a

Respostas dos Problemas Práticos

22-4 $V_{ref} = 7{,}5$ V; $f_c = 0{,}508$ HZ

22-6 $B = 0{,}0435$; UTP = 0,587 V; LTP = −0,587 V; $H = 1{,}17$ V

22-7 $V = 0{,}800\ V$; constante de tempo = 100 s

22-8 $C = 2{,}5\ \mu F$

22-9 $W = 83{,}3\ \mu S$; $D = 0{,}167$

22-10 $T = 479\ \mu S$; $f = 2{,}1$ kHz

22-11 $V_{out(pp)} = 32{,}3$ mV pp

22-12 $V_{out(pp)} = 0{,}52$ V; $f = 2{,}5$ kHz

capítulo 23

Osciladores

Em freqüências inferiores a 1 MHz, podemos usar osciladores *RC* para gerar ondas senoidais quase perfeitas. Os osciladores de baixa freqüência usam amp-ops e circuitos *RC* ressonantes para estabelecer a freqüência de oscilação. Acima de 1 MHz, são utilizados circuitos *LC* ressonantes. Este capítulo examina também um chip popular conhecido como temporizador 555. Ele é usado em muitas aplicações para gerar atrasos de tempo, osciladores controlados por tensão e sinais modulados. O Capítulo também aborda um importante circuito denominado malha de fase amarrada (PLL – *phase-locked loop*) e finaliza com o popular CI gerador de funções XR-2206.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Explicar o ganho de malha e a fase e como eles estão relacionados aos osciladores senoidais.
- Descrever a operação de alguns osciladores senoidais *RC*.
- Descrever a operação de alguns osciladores senoidais *LC*.
- Explicar como funcionam os osciladores controlados a cristal.
- Discutir o CI temporizador 555, seus modos de operação e como ele é usado como oscilador.
- Explicar a operação do PLL.
- Descrever a operação do CI gerador de funções XR-2206.

Resumo do Capítulo

23-1 Teoria da Oscilação Senoidal
23-2 Oscilador em Ponte de Wien
23-3 Outros Osciladores *RC*
23-4 Oscilador Colpitts
23-5 Outros Osciladores *LC*
23-6 Cristais de Quartzo
23-7 Temporizador 555
23-8 Operação Astável do Temporizador 555
23-9 Circuitos com 555
23-10 PLL
23-11 CIs Geradores de Função

Vocabulário

astável
capacitância de montagem
chaveamento de freqüência (FSK)
circuito de avanço-atraso
conversor tensão-freqüência
detector de fase
efeito piezoelétrico
faixa de amarração
faixa de captura
filtro *notch*
freqüência fundamental
freqüência de ressonância f_r
logaritmo natural
malha de fase amarrada (PLL – *phase-locked loop*)
modulação em freqüência (FM)
modulação por largura de pulso (PWM)
modulação por posição de pulso (PPM)
monoestável
multivibrador
multivibrador biestável
oscilador a cristal Pierce
oscilador Armstrong
oscilador Clapp
oscilador Colpitts
oscilador controlado por tensão (VCO)
oscilador duplo-T
oscilador em ponte de Wien
oscilador Hartley
oscilador por deslocamento de fase
osciladores a cristal de quartzo
portadora
sinal de modulação

23-1 Teoria da Oscilação Senoidal

Para construirmos um oscilador senoidal, precisamos usar um amplificador com realimentação positiva. A idéia é usar o sinal de realimentação no lugar do sinal de entrada. Se o sinal de realimentação for suficientemente grande e tiver uma fase correta, haverá um sinal de saída ainda que não tenha nenhum sinal externo.

É BOM SABER

Na maioria dos osciladores, a tensão de realimentação é uma fração da tensão de saída. Quando esse é o caso, o ganho de tensão A_v tem que ser suficientemente grande para garantir que $A_vB = 1$. Em outras palavras, tem que ser ao menos suficientemente grande para superar as perdas no circuito de realimentação. Entretanto, se um seguidor de emissor é usado como amplificador, o circuito de realimentação tem que proporcionar um pequeno valor de ganho para garantir que $A_vB = 1$. Por exemplo, se o ganho de tensão A_v de um seguidor de emissor é igual a 0,9, então B tem que ser igual a 1/0,9 ou 1,11. Os circuitos de comunicação RF algumas vezes usam osciladores que contêm como amplificador um seguidor de emissor.

Ganho de Malha e Fase

A Figura 23-1*a* mostra uma fonte de tensão ca acionando os terminais de entrada de um amplificador. A tensão de saída amplificada é:

$$v_{out} = A_v(v_{in})$$

Essa tensão aciona um circuito de realimentação que é normalmente um circuito ressonante. Por isso, obtemos uma realimentação máxima em determinada freqüência. Na Figura 23-1*a*, a tensão de realimentação que retorna ao ponto x é dada por:

$$v_f = A_vB(v_{in})$$

onde B é a fração de realimentação.

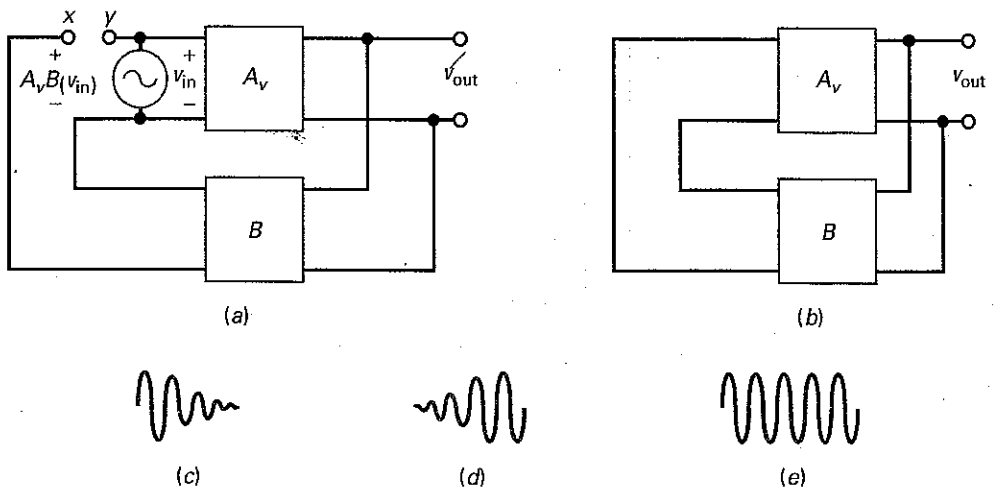
Se o deslocamento de fase no amplificador e no circuito de realimentação é equivalente a 0°, $A_{v(vin)}$ está em fase com v_{in}.

Suponha que interconectemos os pontos x e y e removamos simultaneamente a fonte v_{in}. Então a tensão de realimentação $A_vB(v_{in})$ aciona a entrada do amplificador, conforme mostra a Figura 23-1*b*.

O que acontece com a tensão de saída? Se A_vB é menor que 1, $A_vB(v_{in})$ é menor que v_{in} e o sinal de saída desaparecerá, como mostra a Figura 23-1*c*. Entretanto, se A_vB for maior que 1, $A_vB(v_{in})$ será maior que v_{in} e a tensão de saída aumentará (Figura 23-1*d*). Se A_vB é igual a 1, então $A_vB(v_{in})$ é igual a v_{in} e a tensão de saída é uma onda senoidal estável, assim como a da Figura 23-1*e*. Nesse caso, o circuito supre o seu próprio sinal de entrada.

Em qualquer oscilador o ganho de malha A_vB é maior que 1 quando o circuito é energizado. Uma pequena tensão de inicialização é aplicada aos terminais de entrada, e a tensão de saída cresce, como mostra a Figura 23-1*d*. Após a tensão de saída alcançar certo nível, A_vB automaticamente diminui para 1 e a saída de pico a pico torna-se constante (Figura 23-1*e*).

Figura 23–1 (*a*) A tensão de realimentação retorna ao ponto *x*; (*b*) conexão dos pontos *x* e *y*; (*c*) as oscilações se extinguem; (*d*) as oscilações aumentam; (*e*) as oscilações são de amplitude fixa.



A Tensão de Inicialização É o Ruído Térmico

Qual a origem da tensão de inicialização? Conforme discutido no Capítulo 22, todo resistor contém alguns elétrons livres. Devido à temperatura ambiente, esses elétrons livres se movem aleatoriamente em diferentes direções e geram uma tensão de ruído no resistor. O movimento é tão aleatório que contém freqüências acima de 1000 GHz. Você pode pensar que cada resistor é como uma pequena fonte de tensão ca que produz altas freqüências.

Na Figura 23-1*b*, podemos ver o que acontece: quando ligamos a tensão de alimentação, os únicos sinais no sistema são as tensões de ruído geradas pelos resistores. Essas tensões de ruído são amplificadas e aparecem nos terminais de saída. O ruído amplificado, o qual contém altas freqüências, aciona o circuito de realimentação ressonante. Por meio de um projeto deliberado, podemos fazer o ganho de malha maior que 1 e o deslocamento de fase da malha igual a 0° na freqüência de ressonância. Acima e abaixo da freqüência de ressonância, o deslocamento de fase é diferente de 0°. Como resultado, aparecerão oscilações apenas na freqüência de ressonância do circuito de realimentação.

A_VB Diminui para a Unidade

Há duas formas pelas quais A_vB diminui para 1. A_v pode diminuir ou B pode diminuir. Em alguns osciladores, é permitido que o sinal aumente até que ocorra a limitação devido à saturação e ao corte. Isso equivale a reduzir o ganho de tensão A_v. Em outros osciladores, o sinal cresce até fazer com que B diminua antes que ocorra a limitação. Nesse caso, A_vB diminui até que seja igual a 1.

Eis as idéias básicas por trás do oscilador com realimentação:

1. Inicialmente, o ganho de malha A_vB é maior que 1 na freqüência onde o deslocamento de fase da malha é 0°.
2. Após o nível desejado de saída ser alcançado, A_vB tem que diminuir para 1 reduzindo A_v ou B.

23-2 Oscilador em Ponte de Wien

O **oscilador em ponte de Wien** é o circuito oscilador padrão para freqüências baixas e médias, na faixa de 5 Hz a cerca de 1 MHz. Esse circuito é quase sempre usado em geradores de áudio comerciais e é normalmente escolhido para outras aplicações de baixa freqüência.

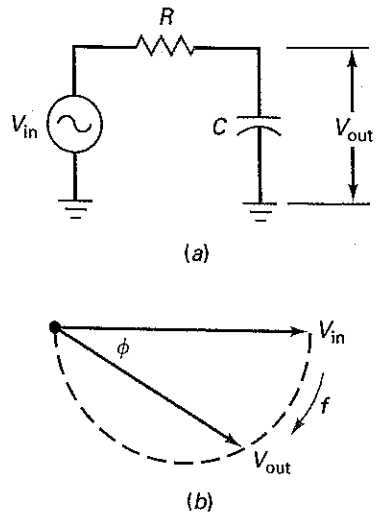


Figura 23-2 (a) Capacitor de desvio; (b) diagrama de fase.

Circuito de Atraso

O ganho de tensão do circuito de desvio da Figura 23-2*a* é:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X_C}{\sqrt{R_2 + X_C^2}}$$

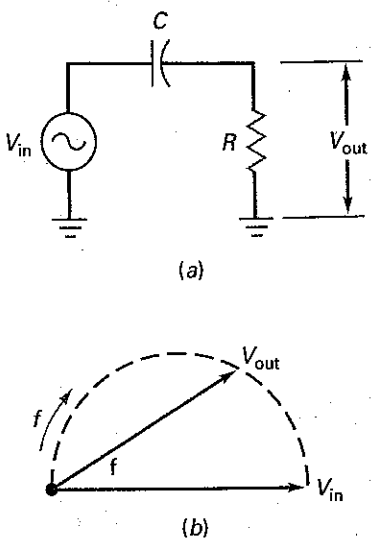
e o ângulo de fase é:

$$\phi = -\text{arctg}\frac{R}{X_C}$$

onde ϕ é o ângulo de fase entre a saída e a entrada.

Observe o sinal negativo na equação do ângulo de fase. Ele indica que a tensão de saída está atrasada em relação à tensão de entrada, como mostra a Figura 23-2*b*. Por isso, um circuito de desvio também é denominado *circuito de atraso*. Na Figura 23-2*b*, o semicírculo mostra as posições possíveis do fasor de tensão de saída. Isso implica que o fasor de saída pode estar atrasado em relação ao fasor de entrada por um ângulo entre 0° e –90°.

Figura 23-3 (*a*) Circuito de acoplamento; (*b*) diagrama fasorial.



Circuito de Avanço

A Figura 23-3*a* mostra um circuito de acoplamento. O ganho de tensão nesse circuito é:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C{}^2}}$$

e o ângulo de fase é:

$$\phi = \text{arctg}\frac{X_C}{R}$$

Observe que o ângulo de fase é positivo. Isso significa que a tensão de saída está adiantada em relação à tensão de entrada, como mostra a Figura 23-3*b*. Por isso, um circuito de acoplamento também é denominado *circuito de avanço*. Na Figura 23-3*b*, o semicírculo mostra as posições possíveis da tensão fasorial de saída. Isso implica que o fasor de tensão pode avançar em relação ao fasor de entrada por um ângulo entre 0° e +90°.

Os circuitos de acoplamento e desvio (*bypass*) são exemplos de circuitos de deslocamento de fase. Esses circuitos deslocam a fase do sinal de saída de forma positiva (avanço) ou negativa (atraso) em relação ao sinal de entrada. Um oscilador senoidal sempre usa algum tipo de circuito de deslocamento de fase para produzir oscilações numa freqüência.

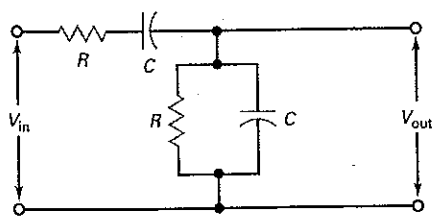
Circuitos de Avanço-Atraso

O oscilador em ponte de Wien usa um circuito de realimentação ressonante denominado **circuito de avanço-atraso** – *lead-lag circuit* (Figura 23-4). Em freqüências muito baixas, o capacitor em série se comporta como um circuito aberto para o sinal de entrada, não havendo sinal de saída. Em freqüências muito altas, o capacitor shunt (de desvio) se comporta como um curto-circuito, não havendo sinal de saída. Entre esses extremos, a tensão de saída alcança um valor máximo (veja a Figura 23-5*a*). A freqüência na qual a saída é máxima é a **freqüência de ressonância** f_r. Nessa freqüência, a fração de realimentação B alcança um valor máximo de 1/3.

A Figura 23-5*b* mostra o ângulo de fase da tensão de saída *versus* a tensão de entrada. Em freqüências muito baixas, o ângulo de fase é positivo (avanço). Em freqüências muito altas, o ângulo de fase é negativo (atraso). Na freqüência ressonante, o deslocamento de fase é 0°. A Figura 23-5*c* mostra o diagrama fasorial das tensões de entrada e saída. A extremidade do fasor pode estar em qualquer lugar no semicírculo tracejado. Por isso, o ângulo de fase pode variar de +90° a –90°.

O circuito avanço-atraso da Figura 23-4 atua como um circuito ressonante. Na freqüência de ressonância f_r, a fração de realimentação B alcança um valor máximo de 1/3 e o ângulo de fase é igual a 0°. Acima e abaixo da freqüência de ressonância, a fração de realimentação é menor que 1/3 e o ângulo de fase não é mais igual a 0°.

Figura 23-4 Circuito de avanço-atraso.

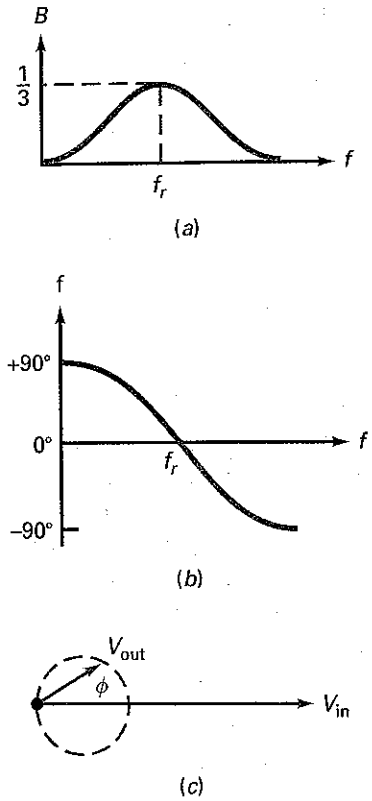


Fórmula para a Freqüência de Ressonância

Analisando a Figura 23-4 usando números complexos, podemos deduzir essas duas equações:

$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C/R - R/X_C)^2}} \qquad \textbf{(23-1)}$$

Figura 23–5 (*a*) Ganho de tensão; (*b*) resposta de fase; (*c*) diagrama fasorial.



e

$$\phi = \text{arctg}\frac{X_C / R - RX_C}{3} \tag{23-2}$$

A Figura 23-5*a* e *b* representa os gráficos dessas equações.

A fração de realimentação dada pela Equação (23-1) tem um valor máximo na freqüência de ressonância. Nessa freqüência, $X_C = R$:

$$\frac{1}{2\pi f_r C} = R$$

Calculando para f_r, temos:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \tag{23-3}$$

Como Ele Funciona

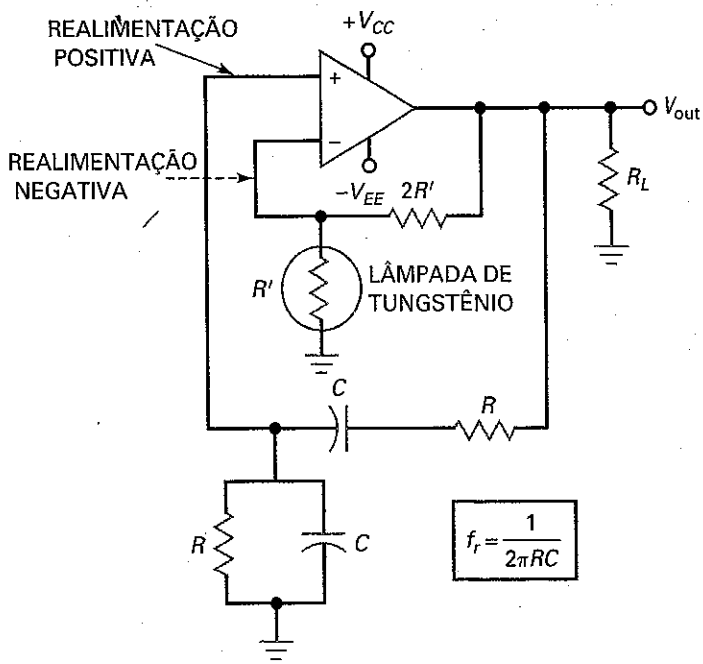
A Figura 23-6*a* mostra um oscilador em ponte de Wien. Ele usa realimentação positiva e negativa porque existem dois caminhos de realimentação. Existe um caminho de realimentação positiva da saída para a entrada não-inversora através do circuito de avanço-atraso. Existe também um caminho para a realimentação negativa da saída para a entrada inversora através do divisor de tensão.

Quando o circuito é inicialmente ligado, existe mais realimentação positiva do que negativa. Isso faz com que as oscilações cresçam, conforme descrito anteriormente. Após o sinal de saída alcançar um nível desejado, a realimentação negativa se torna maior o suficiente para reduzir o ganho de malha A_vB para 1.

Eis por que A_vB diminui para 1: ao energizar o circuito, a lâmpada de tungstênio tem uma resistência baixa, sendo a realimentação negativa pequena. Por essa razão, o ganho de malha é maior que 1, podendo as oscilações aumentar na freqüência de ressonância. À medida que as oscilações crescem, a lâmpada de tungstênio tem um ligeiro aquecimento e sua resistência aumenta. Na maioria dos circuitos, a corrente na lâmpada não é suficiente para fazer a lâmpada brilhar, mas é suficiente para aumentar a resistência.

Em determinado nível de saída alto, a lâmpada de tungstênio tem uma resistência de exatamente R'. Nesse ponto, o ganho de tensão em malha fechada da entrada não-inversora para a saída diminui para:

Figura 23–6 Oscilador em ponte de Wien.



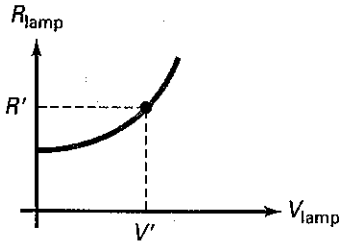
$$A_{v(CL)} = \frac{2R'}{R'} + 1 = 3$$

Visto que o circuito de avanço-atraso tem um B igual a 1/3, o ganho de malha é:

$$A_{v(CL)}B = 3(\tfrac{1}{3}) = 1$$

Quando o circuito é energizado, a resistência da lâmpada é menor que R'. Como resultado, o ganho de tensão em malha fechada a partir da entrada não-inversora para a saída é maior que 3 e $A_{v(CL)}B$ é exatamente igual a 1. Nesse ponto, as oscilações começam a se tornar estáveis e a tensão de saída tem um valor de pico a pico constante.

Figura 23-7 Resistência da lâmpada de tungstênio.



Condições Iniciais

Ao energizar, a tensão de saída é zero e a resistência da lâmpada de tungstênio é menor que R', como mostra a Figura 23-7. Quando a tensão de saída aumenta, a resistência da lâmpada diminui, como mostra o gráfico. Quando a tensão na lâmpada de tungstênio for V', ela terá uma resistência de R'. Isso significa que $A_{v(CL)}$ tem um valor de 3 e o ganho de malha é 1. Quando isso acontece, a amplitude de saída torna-se constante.

Filtro *Notch*

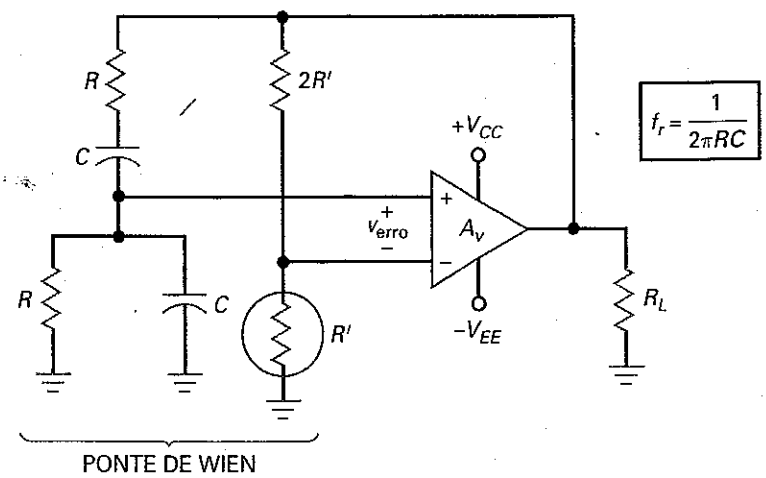
A Figura 23-8 mostra uma outra forma de desenhar o oscilador em ponte de Wien. O circuito de avanço-atraso está do lado esquerdo da ponte e o divisor de tensão está do lado direito. Essa ponte ca, denominada *ponte de Wien*, é usada em outras aplicações além de osciladores. A *tensão de erro* é a saída da ponte. Quando a ponte se aproxima do equilíbrio, a tensão de erro se aproxima de zero.

A ponte de Wien atua como um **filtro *notch***, um circuito com saída zero em uma freqüência particular. Para uma ponte de Wien, a freqüência *notch* é igual a:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \tag{23-4}$$

Como a tensão de erro necessária para o amp-op é muito pequena, a ponte de Wien é quase perfeitamente equilibrada, sendo a freqüência de oscilação igual a f_r para uma boa aproximação.

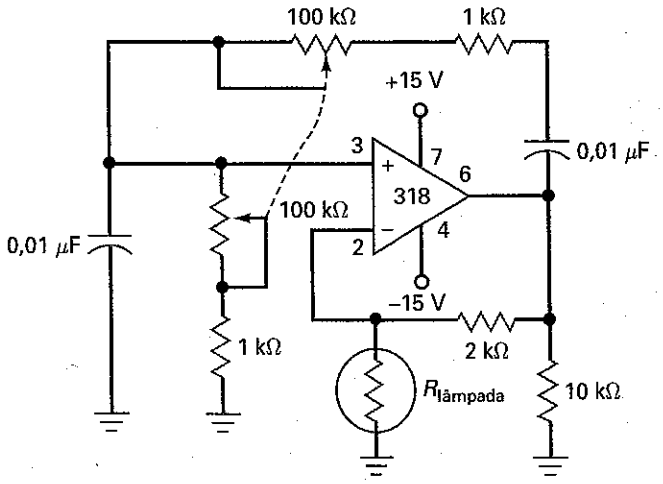
Figura 23-8 Oscilador em ponte de Wien redesenhado.



Exemplo 23–1

Calcule as freqüências mínima e máxima na Figura 23-9. Os dois resistores variáveis são *conjugados*, o que significa que eles são modificados juntos e têm o mesmo valor em qualquer posição do cursor.

Figura 23–9 Exemplo.



SOLUÇÃO Usando a Equação (23-4), freqüência mínima de oscilação é:

$$f_r = \frac{1}{2\pi(101\,\text{k}\Omega)(0{,}01\,\mu\text{F})} = 158\ \text{Hz}$$

A freqüência máxima de oscilação é:

$$f_r = \frac{1}{2\pi(1\,\text{k}\Omega)(0{,}01\,\mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 23–1 Usando a Figura 23-9, determine o resistor variável para uma freqüência de saída de 1000 Hz.

Exemplo 23–2

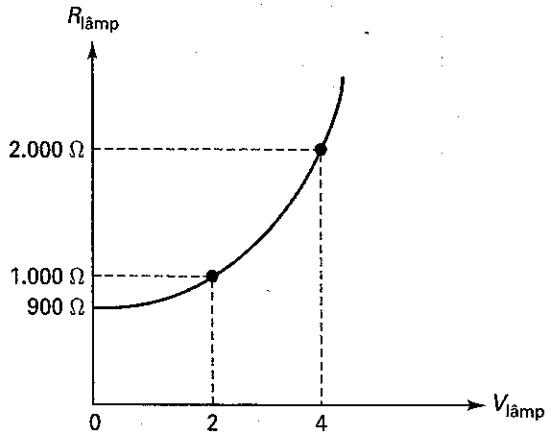
A Figura 23-10 mostra a resistência da lâmpada da Figura 23-9 *versus* a tensão da lâmpada. Se a tensão da lâmpada for expressa em volts rms (eficaz), qual a tensão de saída do oscilador?

SOLUÇÃO Na Figura 23-9, a resistência de realimentação é 2 kΩ. Portanto, o sinal de saída do oscilador torna-se constante quando a resistência da lâmpada é igual a 1 kΩ porque isso produz um ganho de malha de 3.

Na Figura 23-10, uma resistência de lâmpada de 1 kΩ corresponde a uma tensão de lâmpada de 2 V rms. A corrente na lâmpada (lamp) é:

$$I_{\text{lâmp}} = \frac{2\ \text{V}}{1\,\text{k}\Omega} 2\ \text{mA}$$

Figura 23–10 Exemplo.



Essa corrente de 2 mA percorre a resistência de realimentação de 2 kΩ, o que significa que a tensão de saída do oscilador é:

$$V_{out} = (2\text{ mA})(1\text{ k}\Omega + 2\text{ k}\Omega) = 6\text{ V rms}$$

PROBLEMA PRÁTICO 23–2 Repita o Exemplo 23-2, usando uma resistência de realimentação de 3 kΩ.

23-3 Outros Osciladores *RC*

Embora o oscilador em ponte de Wien seja uma padrão na indústria para freqüências de até 1 MHz, outros osciladores *RC* podem ser usados em diferentes aplicações. Esta seção discute dois outros projetos básicos, denominados **oscilador duplo-T** e **oscilador de deslocamento de fase.**

Filtro Duplo-T

A Figura 23-11*a* é um filtro duplo-T. Uma análise matemática desse circuito mostra que ele atua como um circuito de avanço-atraso com uma variação de ângulo de fase, como mostra a Figura 23-11*b*. Novamente, existe uma freqüência f_r na qual o deslocamento de fase é igual a 0°. Na Figura 23-11*c*, o ganho de tensão é igual a 1 em freqüências baixas e altas. Entre as freqüências baixas e altas existe uma freqüência f_r na qual o ganho de tensão cai para 0. O filtro duplo-T é um outro exemplo de um filtro *notch* porque ele pode eliminar as freqüências próximas de f_r. A equação para a freqüência de ressonância de um filtro duplo-T é a mesma que para um oscilador em ponte de Wien:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

Oscilador Duplo-T

A Figura 23-12 mostra um oscilador duplo-T. A realimentação positiva para a entrada não-inversora é feita por meio de um divisor de tensão. A realimentação negativa é feita por meio de um filtro duplo-T. Quando o circuito é energizado, a resistência da lâmpada R_2 é baixa e a realimentação positiva é máxima. À medida que as oscilações aumentam, a resistência da lâmpada aumenta e a realimentação positiva diminui. Conforme a realimentação diminui, o nível das oscilações torna-se constante. Dessa forma, a lâmpada estabiliza o nível da tensão de saída.

Figura 23–11 (*a*) Filtro duplo-T; (*b*) resposta de fase; (*c*) resposta em freqüência.

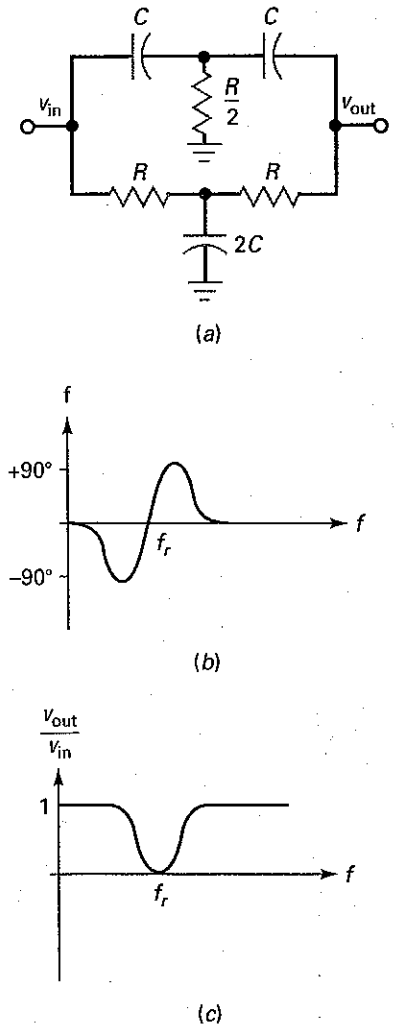
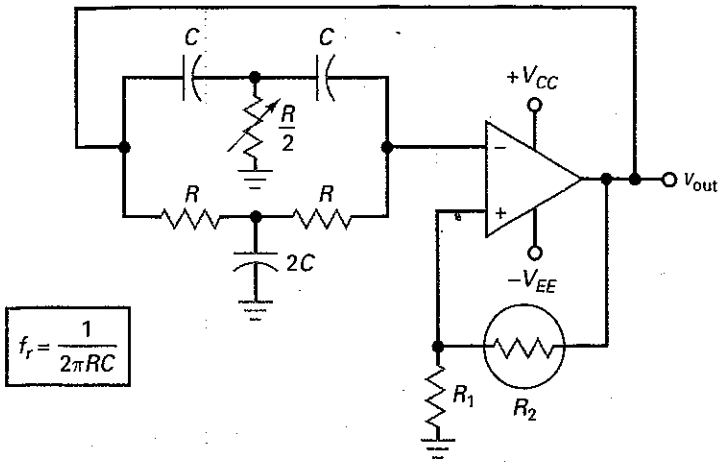


Figura 23–12 Oscilador duplo-T.



No filtro duplo-T, a resistência R/2 é ajustada. Isso é necessário porque o circuito oscila numa freqüência ligeiramente diferente da freqüência de ressonância ideal. Para garantir que a freqüência de oscilação seja próxima da freqüência *notch*, o divisor de tensão deve ter um R_2 muito maior que R_1. Como uma regra, R_2/R_1 está numa faixa de 10 a 1000. Isso força o oscilador a operar na freqüência próxima da freqüência *notch*.

Embora seja ocasionalmente usado, o oscilador duplo-T não é um circuito comum porque ele trabalha bem apenas em uma freqüência. Ou seja, diferentemente do oscilador em ponte de Wien, ele não pode ser facilmente ajustável ao longo de uma ampla faixa de freqüências.

Oscilador de Deslocamento de Fase

A Figura 23-14 mostra um oscilador com deslocamento de fase com três circuitos de avanço. Como podemos lembrar, um circuito de avanço produz um deslocamento de fase entre 0° e 90°, dependendo da freqüência. Numa freqüência, o deslocamento de fase total dos três circuitos de avanço será igual a 180° (aproximadamente 60° cada um). Algumas configurações de oscilador de deslocamento de fase usam quatro circuitos de avanço para produzir o deslocamento de fase necessário de 180°. O amplificador tem um deslocamento de fase adicional de 180° porque o sinal aciona a entrada inversora. Como resultado, o deslocamento de fase da malha será de 360°, que equivale a 0°. Se A_vB é maior que 1 nessa freqüência particular, as oscilações podem começar.

A Figura 23-14 mostra um projeto alternativo. Ele usa três circuitos de atraso. A operação é similar. O amplificador produz 180° de deslocamento de fase e o circuito de atraso contribui com –180° numa freqüência maior para obter um deslocamento de fase de 0°. Se A_vB é maior que 1 nessa freqüência, as oscilações começam. O oscilador de deslocamento de fase não é um circuito comum. Novamente, o principal problema com o circuito é que ele não é facilmente ajustável ao longo de uma grande faixa de freqüência.

Figura 23–13 Oscilador de deslocamento de fase com três circuitos de avanço.

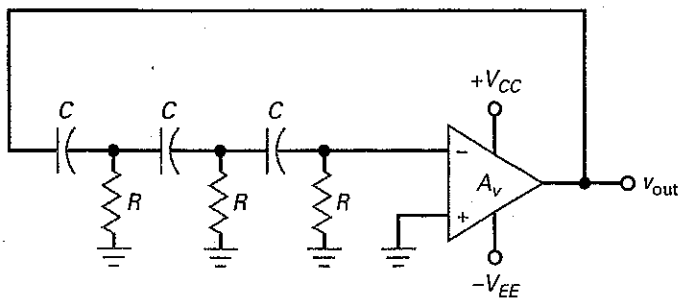
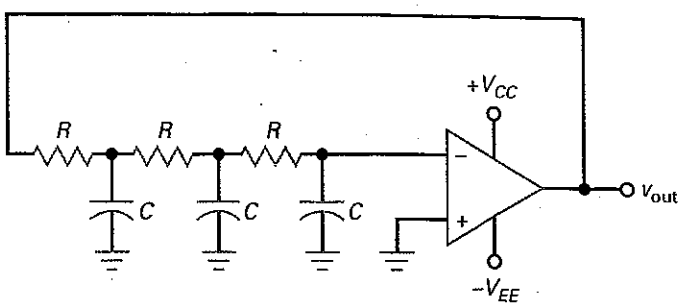


Figura 23–14 Oscilador de deslocamento de fase com três circuitos de atraso.



23-4 Oscilador Colpitts

Embora ele seja esplêndido em baixas freqüências, o oscilador em ponte de Wien não se adapta para altas freqüências (bem acima de 1 MHz). O principal problema é a largura de banda limitada ($f_{unitário}$) do amp-op.

Osciladores *LC*

Uma forma de produzir oscilações de alta freqüência é com um oscilador *LC*, um circuito que pode ser usado para freqüências entre 1 MHz e 500 MHz. Essa faixa está além da freqüência unitária ($f_{unitário}$) da maioria dos amp-ops. Por isso, um transistor bipolar ou um FET é normalmente usado como amplificador. Com um amplificador e um circuito tanque *LC*, podemos realimentar um sinal com a amplitude e a fase adequadas para sustentar as oscilações.

A análise e o projeto de osciladores de altas freqüências são difíceis. Por quê? Porque em altas freqüências, as capacitâncias parasitas e as indutâncias dos terminais tornam-se muito importantes na determinação da freqüência de oscilação, na fração de realimentação, na potência de saída e em outros parâmetros ca. Por isso muitos projetistas usam aproximações de computadores para um projeto inicial e melhoram o projeto do oscilador conforme necessário para se obter o desempenho desejado.

Conexão EC

A Figura 23-15 mostra um **oscilador Colpitts**. A polarização por divisor de tensão determina o ponto quiescente de operação. O indutor (choque) de RF tem uma reatância indutiva muito alta, assim ele se comporta com um circuito aberto para o sinal ca. O circuito tem um ganho de tensão em baixa freqüência de r_c / r'_e, onde r_c é a resistência ca do coletor. Como o indutor de RF se comporta como um circuito aberto para o sinal ca, a resistência ca do coletor é principalmente a resistência ca do circuito tanque ressonante. Essa resistência ca tem um valor máximo na ressonância.

Figura 23–15 Oscilador Colpitts.

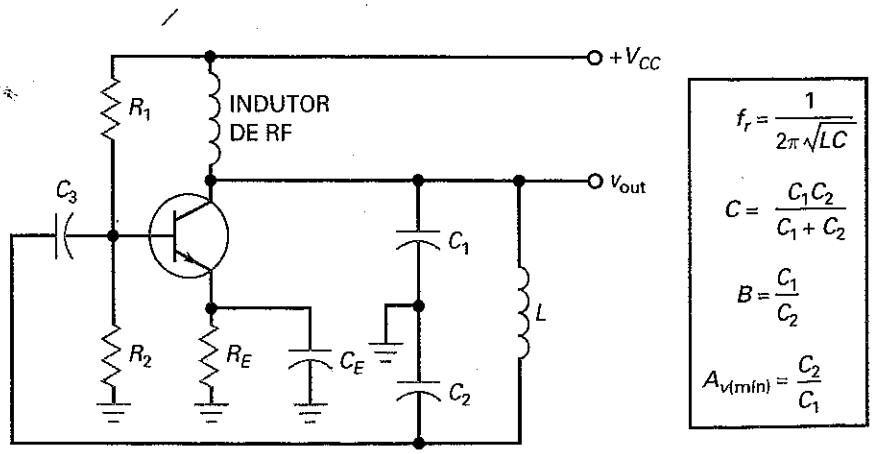
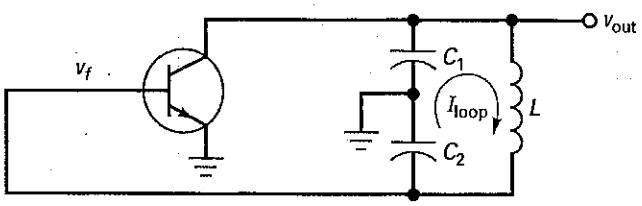


Figura 23–16 Circuito equivalente do oscilador Colpitts.



Encontramos muitas variações do oscilador Colpitts. Uma forma de reconhecer um oscilador Colpitts é pelo divisor de tensão capacitivo formado por C_1 e C_2. Ele produz a tensão de realimentação necessária para oscilações. Em outros tipos de oscilações, a tensão de realimentação é produzida por transformadores, divisores de tensão indutivos e assim por diante.

Circuito Equivalente *CA*

A Figura 23-16 é um circuito equivalente ca simplificado para o oscilador Colpitts. A corrente de malha ou circulante no circuito tanque passa por C_1 em série com C_2. Observe que v_{out} é a tensão ca em C_1. Além disso, a tensão de realimentação v_f aparece em C_2. Essa tensão de realimentação aciona a base e mantém as oscilações desenvolvidas através do circuito tanque, desde que haja um ganho de tensão suficiente na freqüência de oscilação. Como o emissor está no terra ca, o circuito é uma conexão EC (emissor comum).

Freqüência Ressonante

A maioria dos osciladores *LC* usa circuitos tanque com um *Q* maior que 10. Por isso, podemos calcular a freqüência ressonante aproximada como a seguir:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{23-5}$$

Essa equação tem precisão melhor que 1% quando *Q* é maior que 10.

A capacitância na Equação (23-5) é a capacitância equivalente através da qual a corrente de circulação passa. No circuito tanque do oscilador Colpitts da Figura 23-16, a corrente de circulação passa por C_1 em série com C_2. Portanto, a capacitância equivalente é:

$$C = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \tag{23-6}$$

Por exemplo, se C_1 e C_2 são de 100 pF cada um, poderíamos usar 50 pF na Equação (23-5).

É BOM SABER

Em relação à Figura 23-15, é importante perceber que a reatância líquida do ramo L-C_2 se mostra indutiva na freqüência do circuito tanque. Além disso, a reatância indutiva líquida do ramo L-C_2 é igual à reatância capacitiva de C_1.

Condição Inicial

A condição inicial necessária para qualquer oscilação é $A_vB > 1$ na freqüência de ressonância do circuito tanque. Isso é equivalente a $A_v > 1/B$. Na Figura 23-16, a tensão de saída aparece em C_1 e a tensão de realimentação aparece em C_2. A fração de realimentação nesse tipo de oscilador é dada por:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \tag{23-7}$$

Para iniciar a oscilação, o ganho de tensão mínimo é:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{C_2}{C_1} \tag{23-8}$$

É BOM SABER

Na Figura 23-15, a corrente no ramo C_2 atrasa a tensão no circuito tanque em 90° na ressonância, visto que a reatância líquida desse ramo é indutiva. Além disso, como a tensão em C_2 tem que estar atrasada da corrente em 90°, a tensão de realimentação tem que estar atrasada da tensão no circuito tanque (tensão *ca* do coletor) de 180°. Como podemos ver, o circuito de realimentação fornece o deslocamento de fase de 180° necessário de V_{out}.

Qual o valor de A_v? Isso depende das freqüências de corte superior do amplificador. Existem circuitos de desvio no coletor e na base em um amplificador bipolar. Se as freqüências de corte desses circuitos de desvio forem maiores que as freqüências de oscilações, A_v será aproximadamente igual a r_c/r'_e. Se as freqüências de corte forem menores que a freqüência de oscilação, o ganho de tensão será menor que r_c/r'_e e haverá deslocamentos de fase adicionais através do amplificador.

Tensão de Saída

Com uma leve realimentação (pequeno B), A_v é apenas ligeiramente maior que $1/B$, sendo a operação aproximadamente de classe A. Quando energizamos o circuito, as oscilações começam e o sinal oscila cada vez mais na reta de carga ca. Com essa oscilação do sinal aumentada, a operação passa de pequeno sinal para grande sinal. Quando isso acontece, o ganho de tensão diminui ligeiramente. Com uma leve realimentação, o valor de A_vB pode diminuir para 1 sem limitação excessiva.

Com uma realimentação intensa (grande B), o grande sinal de realimentação aciona a base do circuito da Figura 23-15 levando o transistor à saturação e ao corte. Isso carrega o capacitor C_3 produzindo uma tensão cc negativa de grampeamento na base. O grampeamento negativo ajusta automaticamente o valor de A_vB para 1. Se a realimentação for muito intensa, podemos perder alguma parte da tensão de saída por causa das perdas de potência parasitas.

Quando construímos um oscilador, podemos ajustar a realimentação para maximizar a tensão de saída. A idéia é usar realimentação suficiente para começar a oscilação sob quaisquer condições (transistores diferentes, temperatura, tensão e assim por diante), mas não muito para não perdermos sinal de saída. O projeto confiável de osciladores de alta freqüência é um desafio. A maioria dos projetistas usa computadores para modelar osciladores de alta freqüência.

Acoplando uma Carga

A freqüência exata de oscilação depende do fator Q do circuito e é dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} \qquad \textbf{(23-9)}$$

Quando Q é maior que 10, essa equação é simplificada para o valor ideal dado pela Equação (23-5). Se Q é menor que 10, a freqüência é menor que o valor ideal. Além disso, um Q baixo evita que o oscilador inicie sua operação porque ele pode reduzir o ganho de tensão para freqüência alta abaixo do valor de condição inicial de $1/B$.

A Figura 23-17*a* mostra uma forma de acoplar o sinal do oscilador à resistência de carga. Se a resistência de carga for grande, pouco afetará o circuito ressonante e o Q será maior que 10. Mas se a resistência de carga for pequena, o valor de Q cairá abaixo de 10 não iniciando a oscilação. Uma solução para uma resistência de carga pequena é usar uma pequena capacitância C_4, cujo X_C é grande em comparação com a resistência de carga. Isso evita um efeito de carga excessivo no circuito tanque.

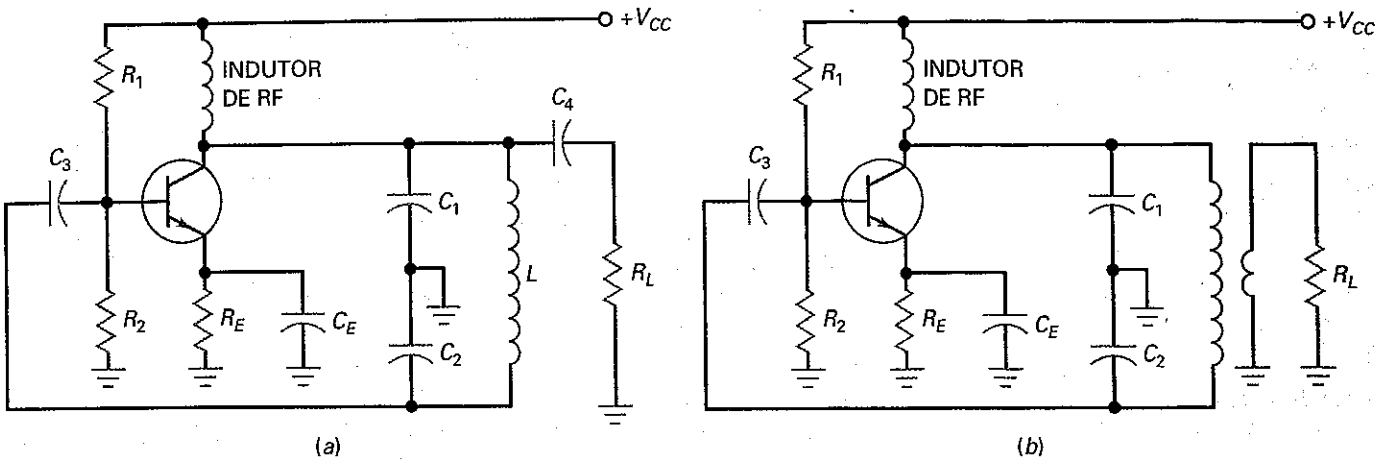
A Figura 23-17*b* mostra o acoplamento indutivo, uma outra forma de acoplamento do sinal a uma pequena resistência de carga. Fazer um acoplamento indutivo significa usar apenas algumas espiras no enrolamento secundário de um transformador RF. Esse acoplamento leve garante que a resistência de carga não abaixará o Q do circuito tanque a um ponto no qual o oscilador não conseguiria operar.

Se for usado o acoplamento capacitivo ou indutivo, o efeito de carga é mantido o menor possível. Dessa forma, o alto Q do circuito tanque garante uma saída senoidal sem distorção com uma condição inicial confiável para que as oscilações ocorram.

Conexão BC

Quando o sinal de realimentação do oscilador aciona a base, aparece uma capacitância Miller grande na entrada. Isso produz uma freqüência de corte relativamen-

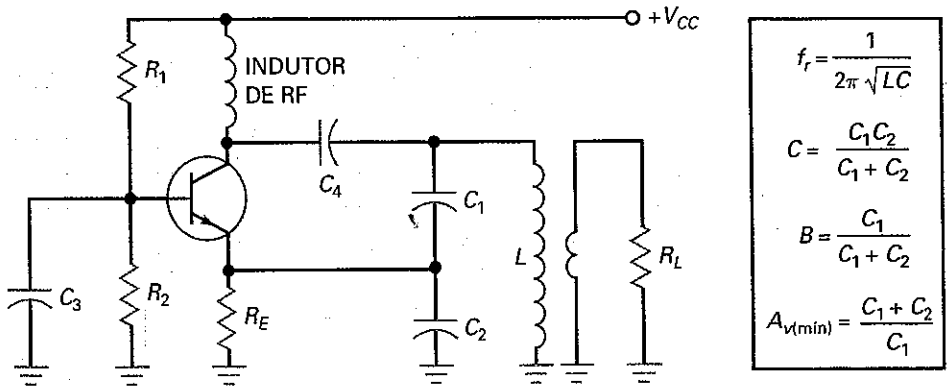
Figura 23–17 (a) Acoplamento capacitivo; (b) acoplamento indutivo.



te baixa, o que significa que o ganho de tensão pode ser muito baixo na freqüência de ressonância desejada.

Para obter uma freqüência de corte maior, o sinal de realimentação pode ser aplicado no emissor, como mostra a Figura 23-18. O capacitor C_3 faz o terra ca da base, e assim o transistor se comporta como um amplificador base comum (BC). Um circuito como esse pode oscilar em freqüências maiores porque seu ganho para freqüências altas é maior que o de um oscilador EC. Com o acoplamento indutivo na saída, o circuito tanque é pouco afetado pelo efeito de carga e a freqüência de ressonância é dada pela Equação (23-5).

Figura 23–18 O oscilador BC pode oscilar em freqüências maiores que um oscilador EC.



A fração de realimentação é ligeiramente diferente em um oscilador BC. A tensão de saída aparece em C_1 e C_2 em série, enquanto a tensão de realimentação aparece em C_2. Idealmente, a fração de realimentação é:

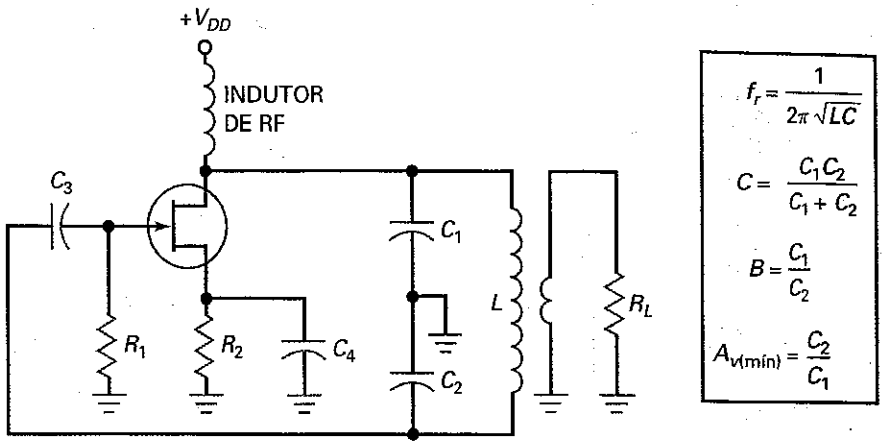
$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{23-10}$$

Para iniciar as oscilações, A_v tem que ser maior que $1/B$. Como uma aproximação, isso significa que:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \tag{23-11}$$

Essa equação é uma aproximação porque ignora a impedância de entrada do emissor, a qual está em paralelo com C_2.

Figura 23–19 Um oscilador com JFET tem menos efeito de carga sobre o circuito tanque.



Oscilador Colpitts com FET

A Figura 23-19 é um exemplo de oscilador Colpitts com FET no qual o sinal de realimentação é aplicado na porta. Como a porta tem uma resistência de entrada alta, o efeito de carga no circuito tanque é muito menor que com um transistor de junção bipolar. A fração de realimentação para o circuito é:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \tag{23-12}$$

O ganho mínimo necessário para a condição inicial do oscilador FET é:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{C_2}{C_1} \tag{23-13}$$

Em um oscilador FET, o ganho de tensão em freqüência baixa é $g_m r_d$. Acima da freqüência de corte no amplificador FET, o ganho de tensão diminui. Na Equação (23-13), $A_{v(\text{mín})}$ é o ganho de tensão na freqüência de oscilação. Como regra, tentamos manter a freqüência de oscilação menor que a freqüência de corte do amplificador FET. Caso contrário, o deslocamento de fase adicional através do amplificador pode impedir o início das oscilações.

Exemplo 23–3

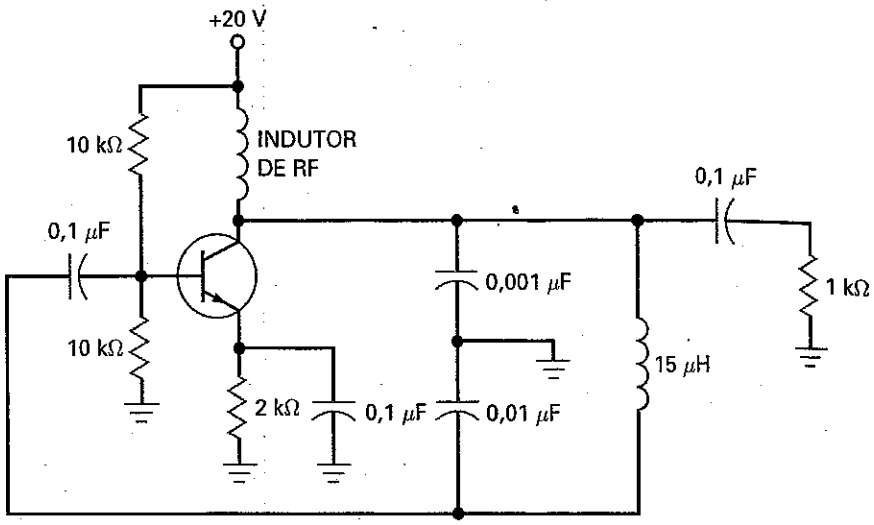
MultiSim

Qual a freqüência de oscilação na Figura 23-20? Qual a fração de realimentação? Qual o ganho de tensão que o circuito precisa para iniciar as oscilações?

SOLUÇÃO Esse circuito é um oscilador Colpitts que usa a configuração EC. Usando a Equação (23-6), a capacitância equivalente é:

$$C = \frac{(0{,}001\,\mu\text{F})(0{,}01\,\mu\text{F})}{0{,}001\,\mu\text{F} + 0{,}01\,\mu\text{F}} = 909\,\text{pF}$$

Figura 23–20 Exemplo.



A indutância é 15 μH. Usando a Equação (23-5), a freqüência de oscilação é:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15\,\mu\text{H})(909\,\text{pF})}} = 1{,}36\,\text{MHz}$$

Usando a Equação (23-7), a fração de realimentação é:

$$B = \frac{0{,}001\,\mu\text{F}}{0{,}01\,\mu\text{F}} = 0{,}1$$

Para iniciar as oscilações, o circuito precisa de um ganho de tensão mínimo de:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{0{,}01\,\mu\text{F}}{0{,}001\,\mu\text{F}} = 10$$

PROBLEMA PRÁTICO 23–3 Na Figura 23-20, qual o valor aproximado que um indutor teria de ter em substituição ao de 15 μH para uma freqüência de saída de 1 MHz?

23-5 Outros Osciladores *LC*

O oscilador Colpitts é o oscilador *LC* mais usado. O divisor de tensão capacitivo no circuito ressonante é uma forma conveniente de obter a tensão de realimentação. Entretanto, outros tipos de osciladores também podem ser usados.

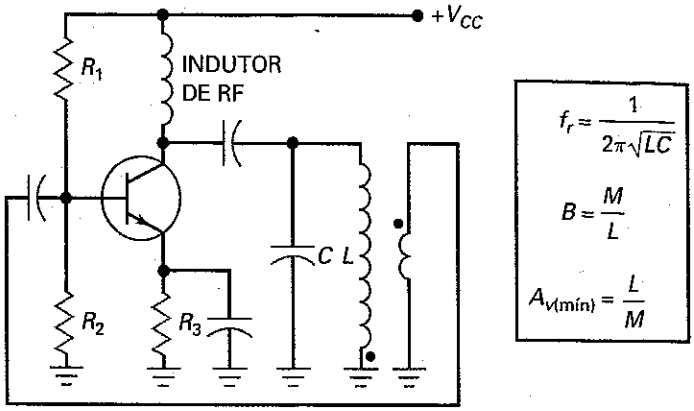
Oscilador Armstrong

A Figura 23-21 é um exemplo de **oscilador Armstrong**. Nesse circuito, o coletor aciona um circuito tanque *LC* ressonante. O sinal de realimentação é obtido de um pequeno enrolamento secundário que realimenta a base. Existe um deslocamento de fase de 180° no transformador, o que significa que o deslocamento de fase em torno da malha do circuito é zero. Se ignoramos o efeito de carga da base, a fração de realimentação é:

$$B = \frac{M}{L} \tag{23-14}$$

onde M é a indutância mútua e L é a indutância do primário. Para o oscilador Armstrong iniciar operação, o ganho de tensão tem que ser maior que $1/B$.

Figura 23-21 Oscilador Armstrong.



Um oscilador Armstrong usa acoplamento com transformador para o sinal de realimentação. Essa é a forma de podermos reconhecer variações desse circuito básico. O pequeno enrolamento secundário é às vezes denominado *bobina de realimentação* porque ela realimenta o sinal que mantém as oscilações. A freqüência ressonante é dada pela Equação (23-5), usando os valores de L e C mostrados na Figura 23-21. Em geral, não vemos o oscilador Armstrong freqüentemente porque muitos projetistas evitam o uso de transformadores sempre que possível.

Oscilador Hartley

A Figura 23-22 é um exemplo de **oscilador Hartley**. Quando o circuito tanque LC está em ressonância, a corrente no circuito tanque percorre L_1 em série com L_2. Portanto, o L equivalente a ser usado na Equação (23-5) é:

$$L = L_1 + L_2 \tag{23-15}$$

Em um oscilador Hartley, a tensão de realimentação é obtida de um divisor de tensão indutivo, L_1 e L_2. Como a tensão de saída aparece em L_2, a fração de realimentação é:

$$B = \frac{L_2}{L_1} \tag{23-16}$$

Como de costume, essa equação ignora os efeitos da base. Para as oscilações iniciarem, o ganho de tensão tem que ser maior que $1/B$.

Normalmente um oscilador Hartley usa um único indutor com uma derivação em vez de dois indutores separados. Uma outra variação de configuração envia o sinal de realimentação para o emissor em vez da base. Além disso, podemos ver um FET em vez de um transistor bipolar de junção. O sinal de saída pode ser acoplado capacitivamente ou indutivamente.

Figura 23-22 Oscilador Hartley.

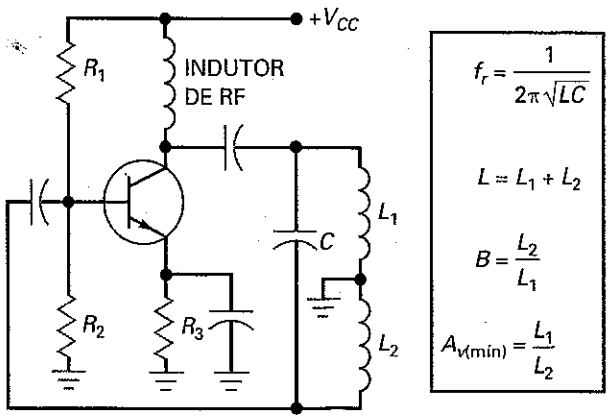
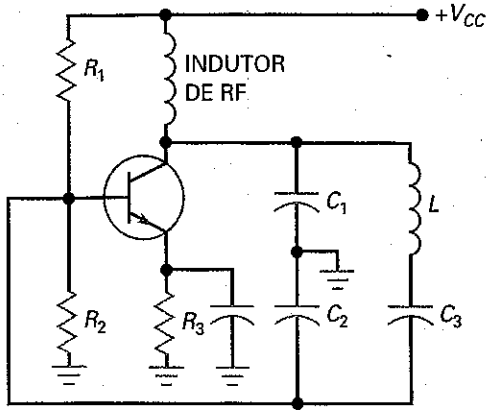


Figura 23-23 Oscilador Clapp.



$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3}$$

$$B = \frac{C_1}{C_2}$$

$$A_{v(min)} = \frac{C_2}{C_1}$$

Oscilador Clapp

O **oscilador Clapp** da Figura 23-23 é um refinamento do oscilador Colpitts. O divisor de tensão capacitivo produz o sinal de realimentação conforme explicado antes. Um capacitor adicional C_3 está em série com o indutor. Como a corrente no circuito tanque percorre C_1, C_2 e C_3 em série, a capacitância equivalente usada para calcular a freqüência ressonante é:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} \tag{23-17}$$

No oscilador Clapp, C_3 é muito menor que C_1 e C_2. Como resultado, C é aproximadamente igual a C_3, sendo a freqüência ressonante dada por:

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \tag{23-18}$$

Por que isso é importante? Porque C_1 e C_2 estão em paralelo com as capacitâncias do transistor e as parasitas (*stray*). Essas capacitâncias extras alteram ligeiramente os valores de C_1 e C_2. No oscilador Colpitts, a freqüência ressonante depende então das capacitâncias do transistor e das parasitas. Porém no oscilador Clapp, as capacitâncias do transistor e parasitas não têm efeito sobre C_3, assim a freqüência de oscilação é mais estável e precisa. Por isso vemos às vezes um oscilador Clapp sendo usado.

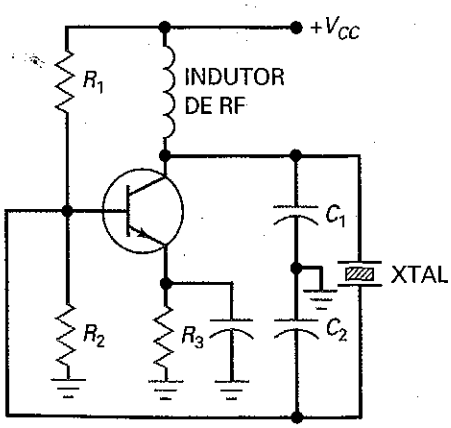
É BOM SABER

No oscilador Colpitts, o indutor do circuito tanque é ajustado para variar a freqüência de oscilação, ao passo que no oscilador Hartley, o capacitor do circuito tanque é ajustado para variar a freqüência de oscilação.

Oscilador a Cristal

Quando a precisão e a estabilidade da freqüência de oscilação são importantes, é usado um **oscilador a cristal de quartzo**. Na Figura 23-24, o sinal de realimentação

Figura 23-24 Oscilador a cristal.



provém de uma derivação capacitiva. Conforme será discutido na próxima seção, o cristal (abreviado por *XTAL*) se comporta como um grande indutor em série com um pequeno capacitor (similar ao oscilador Clapp). Por isso, a freqüência ressonante quase não é afetada pelas capacitâncias do transistor e parasitas.

Exemplo 23-4

MultiSim

Se 50 pF for acrescentado em série com o indutor de 15 μH na Figura 23-20, o circuito torna-se um oscilador Clapp. Qual a freqüência de oscilação?

SOLUÇÃO Podemos calcular a capacitância equivalente usando a Equação (23-17):

$$C = \frac{1}{1/0{,}001\,\mu\text{F} + 1/0{,}01\,\mu\text{F} + 1/50\,\text{pF}} \cong 50\,\text{pF}$$

Observe como o termo 1/50 pF se sobrepõe aos outros valores porque 50 pF é muito menor que as outras capacitâncias. A freqüência e oscilação é:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{15\,\mu\text{H})(50\,\text{pF})}} = 5{,}81\,\text{MHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 23-4 Repita o Exemplo 23-4 substituindo o capacitor de 50 pF por um de 120 pF.

23-6 Cristais de Quartzo

Quando a freqüência de oscilação precisa ser estável, um oscilador a cristal é a melhor escolha. Relógios de pulso eletrônicos e outras aplicações de temporização críticas usam osciladores a cristal porque eles fornecem uma freqüência de clock precisa.

Efeito Piezoelétrico

Alguns cristais na natureza apresentam o **efeito piezoelétrico**; ao aplicar uma tensão ca através deles, eles vibram na freqüência da tensão aplicada. Inversamente, se você os força a vibrar mecanicamente, geram uma tensão ca. As principais substâncias que produzem esse efeito piezoelétrico são o quartzo, os sais de Rochelle e a turmalina.

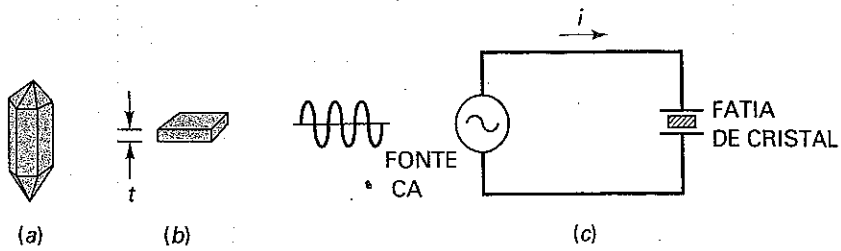
Os sais de Rochelle têm a maior atividade piezoelétrica. Para uma dada tensão ca, eles vibram mais do que o quartzo e a turmalina. Mecanicamente, são mais fracos porque se quebram facilmente. Os sais de Rochelle têm sido utilizados para fazer microfones, agulhas de toca-discos, cabeçotes e alto-falantes. A turmalina mostra a menor atividade piezoelétrica, mas é a mais forte dos três. É também a mais cara. Ocasionalmente é utilizada em freqüências muito altas.

O quartzo constitui-se um compromisso entre a atividade piezoelétrica dos sais de Rochelle e a rigidez da turmalina. Por ele ser barato e facilmente encontrado na natureza, o quartzo é amplamente usado em osciladores de RF e filtros.

Cortes em Cristais

A forma natural de um cristal de quartzo é um prisma hexagonal com extremidades piramidais (veja a Figura 23-25*a*). Para tirar dele um cristal utilizável, o fabricante retira uma fatia retangular do cristal natural. A Figura 23-25*b* mostra essa fatia de espessura *t*. O número de fatias conseguidas de um cristal natural depende da dimensão das fatias e do ângulo de corte.

Figura 23–25 (*a*) Cristal de quartzo natural; (*b*) fatia; (*c*) a corrente de entrada atinge um máximo na ressonância do cristal.



Para ser utilizada em circuitos eletrônicos, a fatia precisa ser montada entre duas placas metálicas, como mostra a Figura 23-25*c*. Neste circuito, a quantidade de vibração do cristal depende da freqüência da tensão aplicada. Variando a freqüência, podemos encontrar freqüências de ressonância para as quais as vibrações do cristal atingem um máximo. Como a energia para as vibrações precisa ser fornecida pela fonte ca, a corrente ca é maximizada em cada freqüência de ressonância.

As Freqüências Fundamental e Sobretons

Na maioria das vezes, o cristal é cortado e montado para vibrar melhor numa das suas freqüências de ressonância, geralmente a **freqüência fundamental** ou freqüência mais baixa. As freqüências ressonantes mais altas, chamadas de *sobretons*, são praticamente múltiplos exatos da freqüência fundamental. Com um exemplo, um cristal com freqüência fundamental de 1 MHz tem o primeiro sobretom de aproximadamente 2 MHz, um segundo sobretom de aproximadamente 3 MHz e assim por diante.

A fórmula para a freqüência fundamental de um cristal é

$$f = \frac{K}{t} \tag{23-19}$$

Onde K é uma constante que depende do corte e de outros fatores e t é a espessura do cristal. Como se pode ver, a freqüência fundamental é inversamente proporcional à espessura. Por essa razão, há um limite prático da freqüência mais alta a que se pode chegar. Quanto mais fino o cristal, mais frágil ele se torna e mais facilmente pode se quebrar devido às vibrações.

Os cristais de quartzo funcionam bem até 10 MHz na freqüência fundamental. Para chegar a freqüências mais altas, pode-se usar um cristal montado de modo que vibre nos sobretons. Dessa forma, podem-se atingir freqüências de até 100 MHz. Ocasionalmente, em freqüência mais altas é usada a turmalina, que é mais cara, porém mais resistente.

Circuito Equivalente CA

Com o que se assemelha o cristal do ponto de vista da fonte ca? Quando o cristal da Figura 23-26*a* não está vibrando, ele é equivalente a uma capacitância C_m porque possui duas placas metálicas separadas por um dielétrico. C_m é conhecido como a **capacitância de montagem**.

Quando o cristal está vibrando, ele se comporta como um circuito sintonizado. A Figura 23-26*b* mostra o circuito ca equivalente de um cristal vibrando na sua freqüência fundamental. Valores típicos são L, em henrys, C_s, em fração de um picofarad, R, em centenas de ohms, e C_m, em picofarads. Por exemplo, um cristal pode ter valores tais como $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ e $C_m = 10$ pF.

Os cristais têm um fator Q incrivelmente alto. Para os valores ora mencionados, o fator Q é quase 4000. O fator Q de um cristal pode facilmente superar o valor de

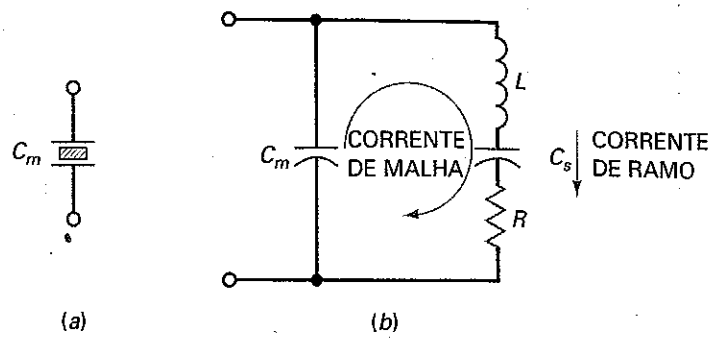


Figura 23–26 (*a*) Capacitância da montagem; (*b*) circuito equivalente ca do cristal em vibração.

10.000. O Q extremamente alto de um cristal significa que as oscilações do cristal têm uma freqüência muito estável. Podemos entender o porquê dessa afirmação examinando a Equação (23-9), que é a equação exata da freqüência de ressonância:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}}$$

Quando o Q se aproxima do infinito, a freqüência de ressonância se aproxima do valor ideal determinado por L e C, que são precisamente determinados em um cristal. Por comparação, os valores de L e C de um oscilador Colpitts têm tolerâncias grandes, o que significa que a freqüência é menos precisa.

Ressonância em Série e em Paralelo

A *freqüência de ressonância em série* f_s de um cristal é a freqüência ressonante do ramo *RLC* na Figura 23-26*b*. Nessa freqüência, a corrente de ramo alcança um valor máximo porque L é ressonante com C_s. A fórmula para essa freqüência de ressonância é:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \tag{23-20}$$

A *freqüência ressonante em paralelo* f_p do cristal é a freqüência na qual a corrente de malha ou circulação da Figura 23-26*b* alcança um valor máximo. Como essa corrente de malha deve fluir através da associação em série de C_s e C_m, a capacitância em paralelo equivalente é:

$$C_p = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s} \tag{23-21}$$

e a freqüência de ressonância em paralelo é:

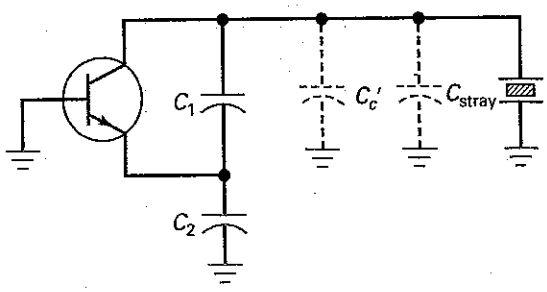
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}} \tag{23-22}$$

Em qualquer cristal, C_s é muito menor que C_m. Por isso, f_p é apenas ligeiramente maior que f_s. Quando usamos um cristal em um circuito equivalente ca como o da Figura 23-27, as capacitâncias adicionais de circuito aparecem em paralelo com C_m. Por isso, a freqüência de oscilação se encontra entre f_s e f_p.

Estabilidade do Cristal

A freqüência de qualquer oscilador tende a mudar ligeiramente com o tempo. Essa deriva (*drift*) é produzida pela temperatura, envelhecimento e outras causas. Em um oscilador a cristal, a deriva na freqüência é muito pequena, sendo tipicamente menor que 1 parte em 10^6 por dia. Uma estabilidade como essa é importante em relógios eletrônicos de pulso porque eles usam osciladores a cristal de quartzo como dispositivo de temporização básico.

Figura 23–27 As capacitâncias parasitas do circuito estão em paralelo com a capacitância de montagem.



Colocando um oscilador a cristal em um forno de temperatura controlada, podemos obter uma deriva de freqüência menor que 1 parte em 10^{10} por dia. Um relógio com essa deriva precisa de 300 anos para adiantar ou atrasar 1 s. Estabilidade como essa é necessária em padrões de tempo e freqüência.

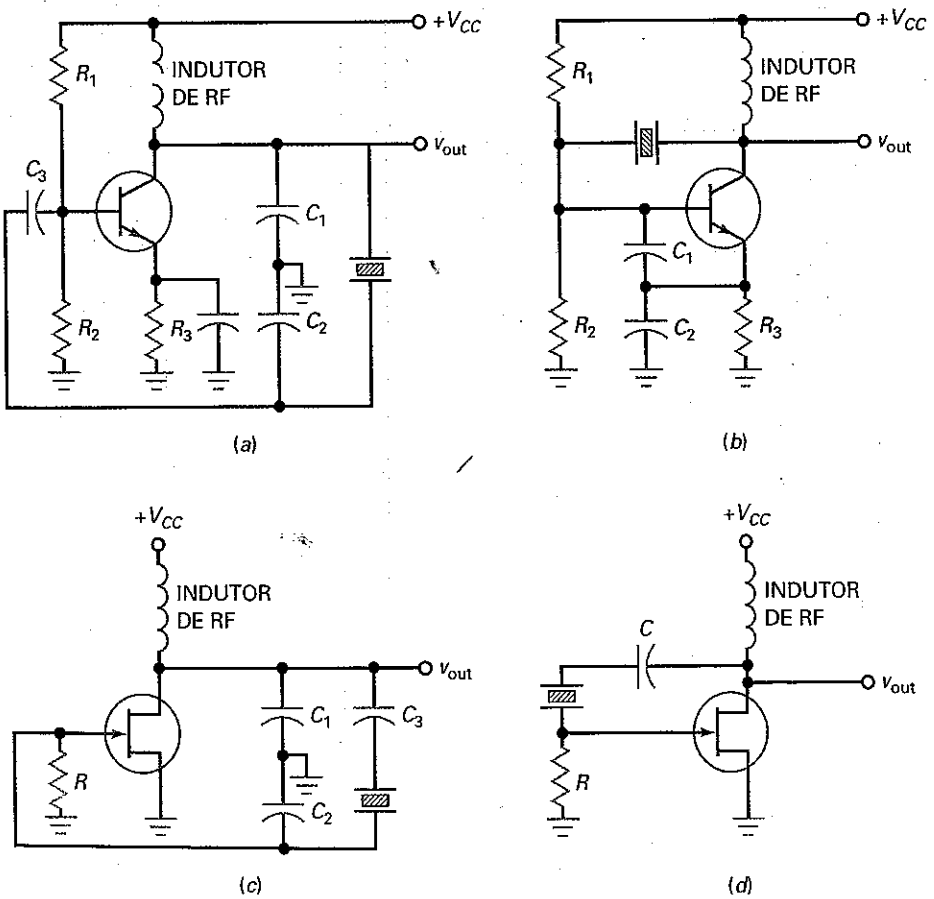
Osciladores a Cristal

A Figura 23-28*a* mostra um oscilador a cristal Colpitts. O divisor de tensão capacitivo produz a tensão de realimentação para a base do transistor. O cristal se comporta como um indutor que faz ressonância com C_1 e C_2. A freqüência de oscilação está entre as freqüências ressonantes em série e em paralelo do cristal.

A Figura 23-28*b* é uma variação do oscilador a cristal Colpitts. O sinal de realimentação é aplicado ao emissor em vez da base. Essas variações permitem ao circuito operar em freqüências ressonantes maiores.

A Figura 23-28*c* é um oscilador Clapp com FET. A intenção é melhorar a estabilidade da freqüência reduzindo o efeito das capacitâncias parasitas. A Figura 23-28*d* é um circuito denominado **oscilador a cristal Pierce**. Sua principal vantagem é a simplicidade.

Figura 23–28 Osciladores a cristal; (*a*) Colpitts; (*b*) variação de um Colpitts; (*c*) Clapp; (*d*) Pierce.



Exemplo 23-5

Um cristal tem os seguintes valores: $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ e $C_m = 10$ pF. Quais são as freqüências em série e em paralelo do cristal?

SOLUÇÃO A Equação (23-20) fornece a freqüência ressonante em série:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\text{ H})(0{,}05\text{ pF})}} = 411\text{ kHz}$$

A Equação (23-21) fornece a capacitância em paralelo:

$$C_p = \frac{(10\text{ pF})(0{,}05\text{ pF})}{10\text{ pF} + 0{,}05\text{ pF}} = 0{,}0498\text{ pF}$$

A Equação (23-22) fornece a freqüência ressonante em paralelo:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\text{H})(0{,}0498\text{ pF})}} = 412\text{ kHz}$$

Como podemos ver, as freqüências ressonantes em série e em paralelo do cristal têm valores muito próximos. Se esse cristal for usado em um oscilador, a freqüência de oscilação estará entre 411 kHz e 412 kHz.

PROBLEMA PRÁTICO 23-5 Repita o Exemplo 23-5 sendo $C_s = 0{,}1$ pF e $C_m = 15$ pF.

A Tabela Resumo 23-1 mostra algumas características de osciladores *RC* e *LC*.

23-7 Temporizador 555

O NE555 (também o LM555, o CA555 e o MC1455) é um CI temporizador muito usado, um circuito que pode operar em dois modos: **monoestável** (um estado estável) ou **astável** (nenhum estado estável). No modo monoestável, ele pode gerar atrasos de tempo precisos desde microssegundos até horas. No modo astável, ele pode gerar ondas retangulares com um ciclo de trabalho variável.

Operação Monoestável

A Figura 23-29 ilustra a operação monoestável. Inicialmente, o temporizador 555 tem uma tensão de saída baixa na qual ele pode permanecer indefinidamente. Quando o temporizador 555 recebe um disparo (*trigger*) no ponto A no eixo do tempo, a tensão de saída comuta de nível baixo para alto, como mostra a figura. A saída permanece em nível alto durante algum tempo, retornando em seguida para o estado baixo após o atraso de tempo *W*. A saída permanecerá no estado baixo até que um outro pulso de disparo aconteça.

Figura 23-29 Temporizador 555 usado no modo monoestável.

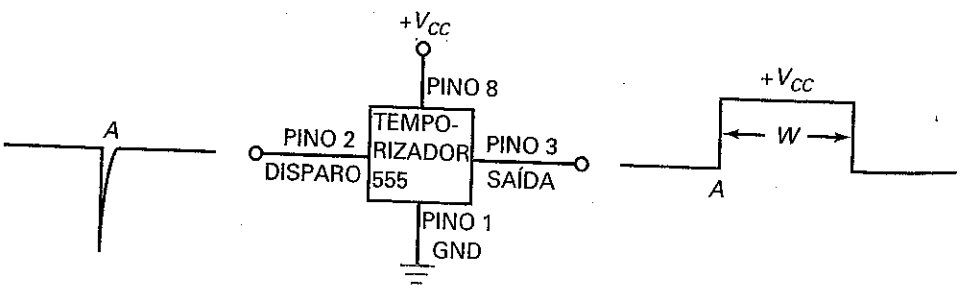


Tabela Resumo 23-1 Osciladores

Tipo	Características
Osciladores *RC* (largura de banda limitada)	
Ponte de Wien	• Usa circuitos de realimentação avanço-atraso • Precisa de Rs conjugado para sintonia • Saída com baixa distorção de 5 Hz a 1 MHz • $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$
Duplo-T	• Usa um circuito de filtro *notch* • Funciona bem em uma freqüência • Difícil de ajustar para uma freqüência de saída ampla • $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$
Deslocamento de fase	• Usa de 3 a 4 circuitos de avanço ou de atraso • Não pode ser ajustado ao longo de uma ampla faixa de freqüências
Osciladores *LC*	
Colpitts	• Usa um par de capacitores com derivação • $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $\quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ • Bastante usado
Armstrong	• Usa um transformador para realimentação • Não usado freqüentemente • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Hartley	• Usa um par de indutores com derivação • $L = L_1 + L_2$ $\quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Clapp	• Usa capacitores com derivação e um capacitor em série com um indutor • Saída estável e precisa • $C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$ $\quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Cristal	• Usa um cristal de quartzo • Muito preciso e estável • $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$ $\quad f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$

Um **multivibrador** é um circuito de dois estados que tem zero, um ou dois estados estáveis. Quando o temporizador 555 é usado no modo monoestável; ele é denominado algumas vezes *multivibrador monoestável* porque tem apenas um estado estável. Ele é estável no estado baixo até receber um disparo, o qual faz com que a saída mude temporariamente para o estado alto. Entretanto, o estado alto não é estável porque a saída retorna para o estado baixo quando o pulso termina.

Quando opera no modo monoestável, o temporizador 555 é normalmente denominado *multivibrador de único pulso* porque ele produz apenas um pulso de saída para cada disparo de entrada. A duração desse pulso de saída pode ser precisamente controlada com um resistor e um capacitor externos.

O temporizador 555 é um CI de 8 pinos. A Figura 23-29 mostra quatro dos pinos. O pino 1 é conectado em GND e o pino 8 é conectado na tensão de alimentação positiva. O temporizador 555 funciona com qualquer valor de tensão de alimentação entre +4,5 V e +18 V. O pulso de disparo entra pelo pino 2 e a saída é obtida do pino 3. Os outros pinos, os quais não são mostrados nessa figura, são conectados aos componentes externos que determinam a largura do pulso de saída.

Operação Astável

O temporizador 555 também pode ser conectado para operar como um *multivibrador astável*. Quando usado dessa forma, o temporizador 555 não apresenta estados estáveis, o que significa que ele não pode permanecer indefinidamente em qualquer um dos estados. Em outras palavras, ele oscila quando opera no modo astável e produz um sinal de saída retangular.

A Figura 23-30 mostra o temporizador 555 usado no modo astável. Como podemos ver, a saída é um série de pulsos retangulares. Como nenhuma entrada de disparo é necessária para obter uma saída, o temporizador 555 operando no modo astável é algumas vezes denominado *multivibrador de operação livre*.

Diagrama em Bloco Funcional

O diagrama esquemático de um temporizador 555 é complicado porque tem cerca de duas dúzias de componentes conectados como diodos, espelhos de corrente e transistores. A Figura 23-31 mostra um diagrama funcional do temporizador 555. Esse diagrama ilustra todas as idéias principais que precisamos para nossa discussão sobre o temporizador 555.

Como mostra a Figura 23-31, o temporizador 555 contém um divisor de tensão, dois comparadores, um flip-flop *RS* e um transistor *npn*. Como o divisor de tensão tem resistores de igual valor, o comparador superior tem um ponto de comutação de:

$$\mathbf{UTP} = \frac{2V_{CC}}{3} \tag{23-23}$$

O comparador inferior tem um ponto de comutação de:

$$\mathbf{LTP} = \frac{V_{CC}}{3} \tag{23-24}$$

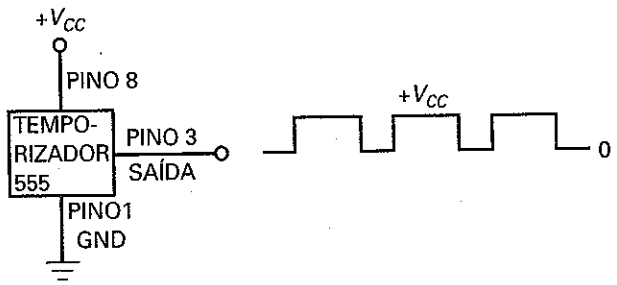
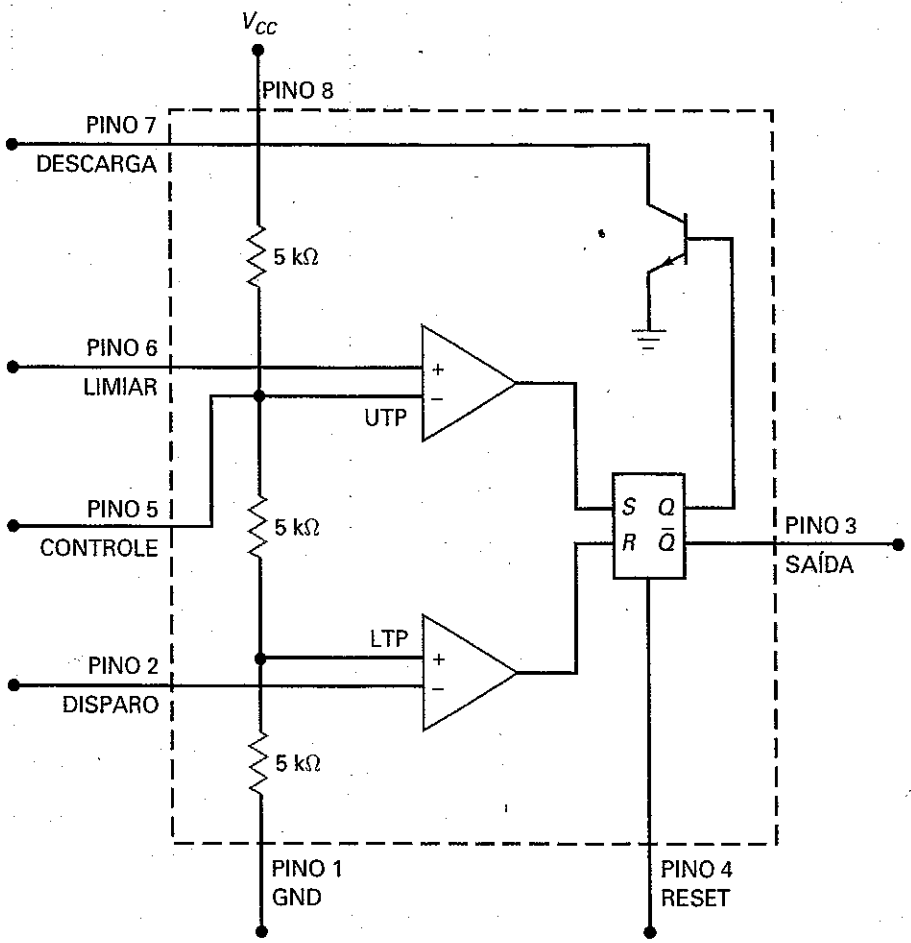


Figura 23–30 Temporizador 555 usado no modo astável.

Figura 23–31 Diagrama em bloco funcional de um temporizador 555.



Na Figura 23-31, o pino 6 é conectado ao comparador superior. A tensão no pino 6 é denominada *limiar* (*threshold*). Essa tensão provém de componentes externos não mostrados. Quando a *tensão de limiar* for maior que o valor UTP, o comparador superior terá uma saída em nível alto.

O pino 2 está conectado ao comparador inferior. A tensão no pino 2 é denominada *disparo* (*trigger*). Essa é a tensão de disparo usada para a operação monoestável do temporizador 555. Quando o temporizador está inativo, a tensão de disparo é nível alto. Quando a tensão de disparo cai para um valor menor que LTP, o comparador inferior gera uma saída de nível alto.

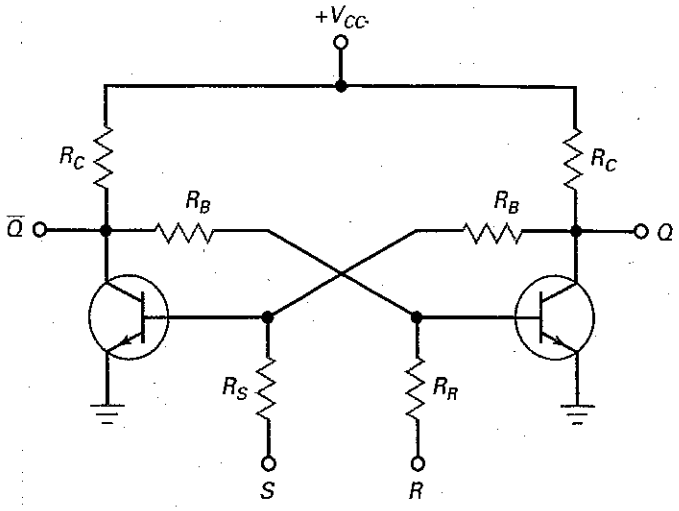
O pino 4 pode ser usado para resetar a tensão de saída para zero. O pino 5 pode ser usado para controlar a freqüência de saída quando o temporizador 555 é usado no modo astável. Em muitas aplicações, esses dois pinos são desativados da seguinte maneira: o pino 4 é conectado em $+V_{CC}$ e o pino 5 recebe um capacitor de desvio para GND. Mais adiante, discutiremos como os pinos 4 e 5 são utilizados em alguns circuitos avançados.

Flip-Flop *RS*

Antes de entendermos como um temporizador 555 funciona com componentes externos, precisamos discutir a ação do bloco com as identificações S, R, Q e $\overline{Q}$. Esse bloco é denominado *flip-flop RS*, um circuito que tem dois estados estáveis.

A Figura 23-32 mostra uma forma de construir um flip-flop *RS*. Num circuito como esse, um dos transistores está saturado e o outro em corte. Por exemplo, se o transistor da direita está saturado, sua tensão de coletor se aproxima de zero. Isso significa que não há corrente de base no transistor da esquerda. Como resultado, o transistor da esquerda está em corte, produzindo uma tensão de coletor de nível alto. Essa tensão de coletor de nível alto produz uma grande corrente de base que mantém o transistor da direita saturado.

Figura 23–32 Flip-flop *RS* implementado com transistores.



O flip-flop *RS* tem duas saídas, Q e $\overline{Q}$. Os dois estados de saída são tensões de nível baixo ou alto. Além disso, as duas saídas estão sempre em estados opostos. Quando Q é nível baixo, $\overline{Q}$ é nível alto. Quando Q é nível alto, $\overline{Q}$ é nível baixo. Por isso, $\overline{Q}$ é denominado *complemento Q*. A barra sobre $\overline{Q}$ é usada para indicar o complemento de Q.

Podemos controlar os estados de saída com as entradas *S* e *R*. Se aplicarmos uma tensão positiva de nível alto na entrada *S*, podemos colocar o transistor da esquerda na saturação. Isso coloca o transistor da direita em corte. Nesse caso, Q será nível alto e $\overline{Q}$ será nível baixo. O nível alto na entrada *S* pode então ser removido, porque o transistor da esquerda saturado mantém o transistor da direita em corte.

De maneira similar, podemos aplicar uma tensão positiva de nível alto na entrada R. Isso irá saturar o transistor da direita e cortar o transistor da esquerda. Para essa condição, Q é nível baixo e $\overline{Q}$ é nível alto. Depois de essa transição ter ocorrido, o nível alto na entrada R pode ser removido porque ele não é mais necessário.

Como o circuito é estável em qualquer um dos dois estados, ele algumas vezes é denominado **multivibrador biestável**. Um multivibrador biestável permanece fixo em qualquer um dos dois estados. Uma entrada S em nível alto força Q para o estado alto e uma entrada R em nível alto força Q a retornar para o estado baixo. A saída Q permanece num dado estado até que seja levada para o estado oposto.

A propósito, a entrada *S* é algumas vezes denominada *entrada set* porque ela seta a saída Q para o nível alto. A entrada *R* é denominada *entrada reset* porque ela reseta a saída Q para o nível baixo.

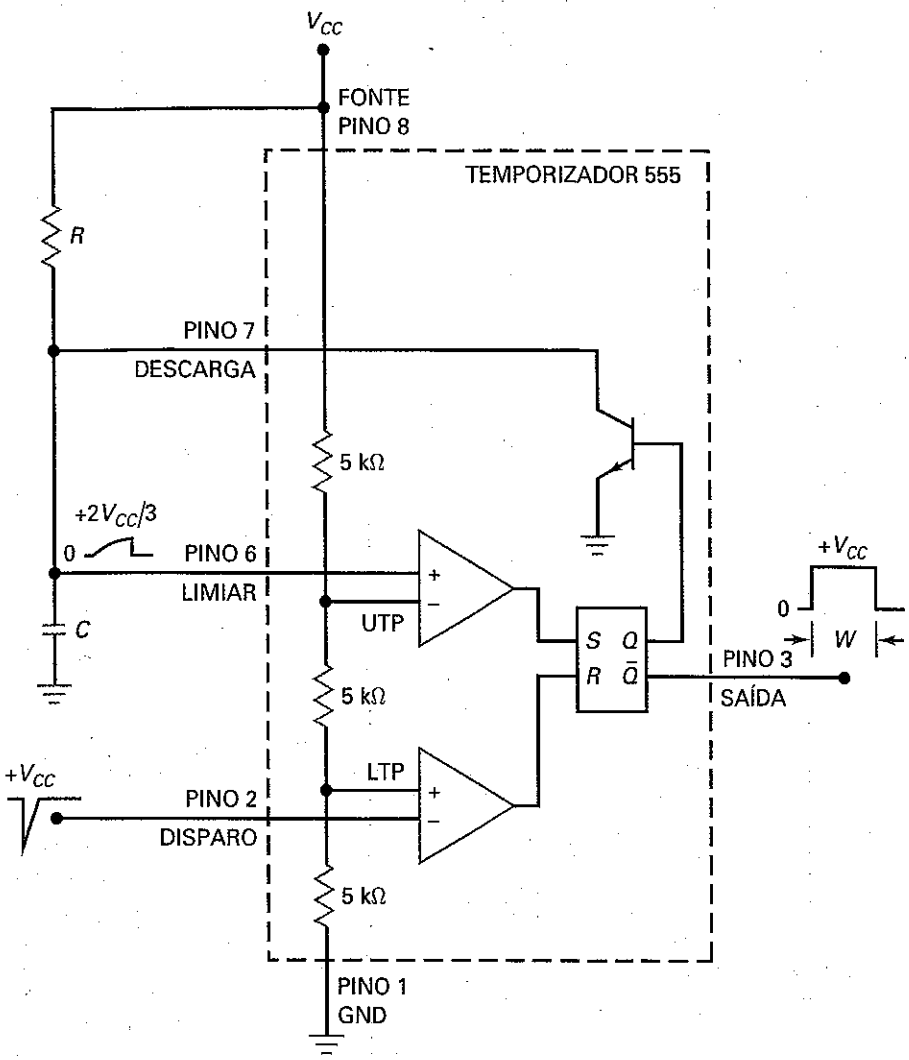
Operação Monoestável

A Figura 23-33 mostra o temporizador 555 conectado para operação monoestável. O circuito tem um resistor *R* e um capacitor *C* externos. A tensão no capacitor é usada para a tensão de limiar no pino 6. Quando ocorre um disparo no pino 2, o circuito produz um pulso de saída retangular no pino 3.

Vejamos a teoria de operação. Inicialmente, a saída Q do flip-flop *RS* é nível alto. Isso satura o transistor e limita a tensão no capacitor ao potencial GND (impede o capacitor de ser carregado). O circuito permanecerá nesse estado até que um disparo ocorra. Por causa do divisor de tensão os pontos de comutação são os mesmos discutidos anteriormente: UTP = $2V_{CC}/3$ e LTP = $V_{CC}/3$.

Quando a entrada de disparo cai ligeiramente abaixo de $V_{CC}/3$, o comparador inferior reseta o flip-flop. Como Q muda para nível baixo, o transistor vai para o corte, permitindo a carga do capacitor. Nesse momento, $\overline{Q}$ muda para nível alto. O

Figura 23–33 Temporizador 555 conectado para operação monoestável.



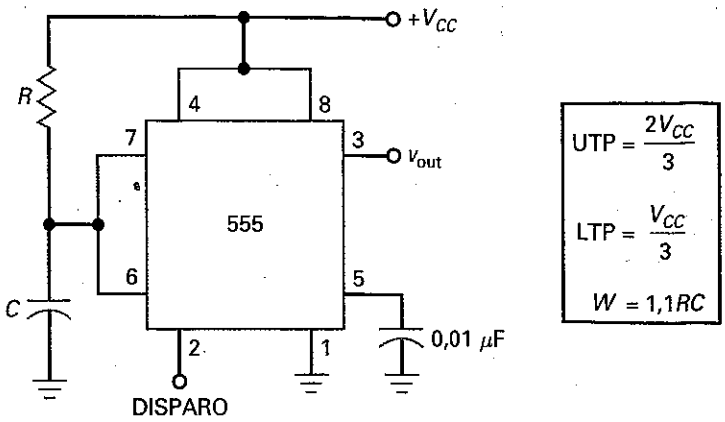
capacitor agora é carregado exponencialmente como mostrado. Quando a tensão no capacitor é ligeiramente maior que $2V_{CC}/3$, o comparador superior seta o flip-flop. A saída Q em nível alto liga o transistor, o qual descarrega o capacitor quase que instantaneamente. No mesmo instante, $\overline{Q}$ retorna para o estado baixo e o pulso de saída termina. $\overline{Q}$ permanece em nível baixo até que um outro pulso de disparo ocorra.

A saída complementar $\overline{Q}$ é a saída do CI no pino 3. A largura do pulso retangular depende de quanto tempo leva para carregar o capacitor através da resistência R. Quanto mais longa a constante de tempo, mais longo é o tempo para o capacitor alcançar $2V_{CC}/3$. Em uma constante de tempo, o capacitor pode ser carregado com 63,2% de V_{CC}. Como $2V_{CC}/3$ equivale a 66,7% de V_{CC}, leva um pouco mais que uma constante de tempo para que o capacitor alcance $2V_{CC}/3$. Resolvendo a equação exponencial de carga do capacitor, é possível deduzir essa fórmula para a largura de pulso:

$$W = 1{,}1\,RC \tag{23-25}$$

A Figura 23-34 mostra o diagrama esquemático para o circuito monoestável com 555 como normalmente é desenhado. Apenas os pinos e os componentes externos são apresentados. Observe que o pino 4 (reset) está conectado em $+V_{CC}$. Conforme discutido, isso evita que o pino 4 tenha qualquer efeito no circuito. Em algumas aplicações, o pino 4 pode ser temporariamente aterrado para suspender a operação. Com o pino 4 em nível alto, a operação normal é retomada. Uma discussão posterior descreverá a ação desse reset com mais detalhes.

Figura 23–34 Circuito temporizador monoestável.



O pino 5 (controle) é uma entrada especial que pode ser usada para alterar o valor de UTP, o que muda a largura do pulso. Mais adiante, discutiremos a *modulação por largura de pulso*, na qual uma tensão externa é aplicada no pino 5 para alterar a largura do pulso. Por enquanto, vamos conectar um capacitor de desvio no pino 5 para GND como mostrado. Fazendo um aterramento ca no pino 5, evitamos que ruídos eletromagnéticos parasitas interfiram na operação do temporizador 555.

Em resumo, o temporizador monoestável 555 produz um único pulso cuja largura é determinada por R e C externos na Figura 23-34. O pulso começa com uma borda de descida na entrada de disparo. Uma operação de pulso único como essa tem várias aplicações em digital e circuitos de comutação.

Exemplo 23–6

MultiSim

Na Figura 23-34, $V_{CC} = 12$ V, $R = 33$ kΩ e $C = 0{,}47$ μF. Qual a tensão de disparo mínima que produz um pulso de saída? Qual a tensão máxima no capacitor? Qual a largura do pulso de saída?

SOLUÇÃO Conforme mostrado na Figura 23-33, o comparador inferior tem um ponto de comutação igual a LTP. Portanto, a entrada de disparo no pino 2 tem de diminuir de $+V_{CC}$ a um valor ligeiramente menor que LTP. Com as equações mostradas na Figura 23-34:

$$\text{LTP} = \frac{12\text{ V}}{3} = 4\text{ V}$$

Após um disparo, o capacitor é carregado de 0 V a um máximo de UTP, que é:

$$\text{UTP} = \frac{2(12\text{ V})}{3} = 8\text{ V}$$

A largura do pulso de saída do monoestável é:

$$W = 1{,}1(33\text{ k}\Omega)(0{,}47\ \mu\text{F}) = 17{,}1\text{ ms}$$

Isso significa que a borda de descida do pulso de saída ocorre 17,1 ms após o disparo. Podemos pensar que esses 17,1 ms seja um atraso de tempo, porque a borda de descida do pulso de saída pode ser usada para disparar outro circuito.

PROBLEMA PRÁTICO 23–6 Usando a Figura 23-34, altere V_{CC} para 15 V, R para 100 kΩ e repita o Exemplo 23-6.

Exemplo 23-7

Qual a largura do pulso na Figura 23-34 se $R = 10\ M\Omega$ e $C = 470\ \mu F$?

SOLUÇÃO

$$W = 1{,}1(10\ M\Omega)(470\ \mu F) = 5170\ s = 86{,}2\ min = 1{,}44\ h$$

Temos aqui um pulso com largura maior que uma hora. A borda do pulso ocorre após um atraso de tempo de 1,44 hora.

23-8 Operação Astável do Temporizador 555

A geração de tempos de atraso de microssegundos a horas é útil em muitas aplicações. O temporizador 555 também pode ser usado como multivibrador astável. Nesse modo, é necessário dois resistores e um capacitor externos para estabelecer a freqüência de oscilação.

Operação Astável

A Figura 23-35 mostra o temporizador 555 conectado para operação astável. Os pontos de comutação são os mesmos que para a operação monoestável:

$$UTP = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$LTP = \frac{V_{CC}}{3}$$

Quando Q é nível baixo, o transistor está em corte e o capacitor é carregado através da resistência total:

$$R = R_1 + R_2$$

Por isso, a constante de tempo é $(R_1 + R_2)C$. Conforme o capacitor é carregado, a tensão de limiar (pino 6) aumenta.

Finalmente, a tensão de limiar excede a $+2V_{CC}/3$. Então, o comparador superior seta o flip-flop. Com Q em nível alto, o transistor satura e aterra o pino 7. O capacitor agora é descarregado através de R_2. Portanto, a constante de tempo de descarga é R_2C. Quando a tensão no capacitor cai ligeiramente abaixo de $V_{CC}/3$, o comparador inferior reseta o flip-flop.

A Figura 23-26 mostra as formas de onda. A tensão no capacitor de temporização sobe e desce exponencialmente entre os valores UTP e LTP. A saída é uma onda retangular que varia entre 0 e V_{CC}. Como a constante de tempo de carga é maior que a de descarga, a saída não é simétrica. Dependendo das resistências R_1 e R_2, o ciclo de trabalho se situa entre 50% e 100%.

Analisando as equações para a carga e a descarga, podemos deduzir as fórmulas a seguir. A largura do pulso é dada por:

$$W = 0{,}693(R_1 + R_2)C \qquad (23\text{-}26)$$

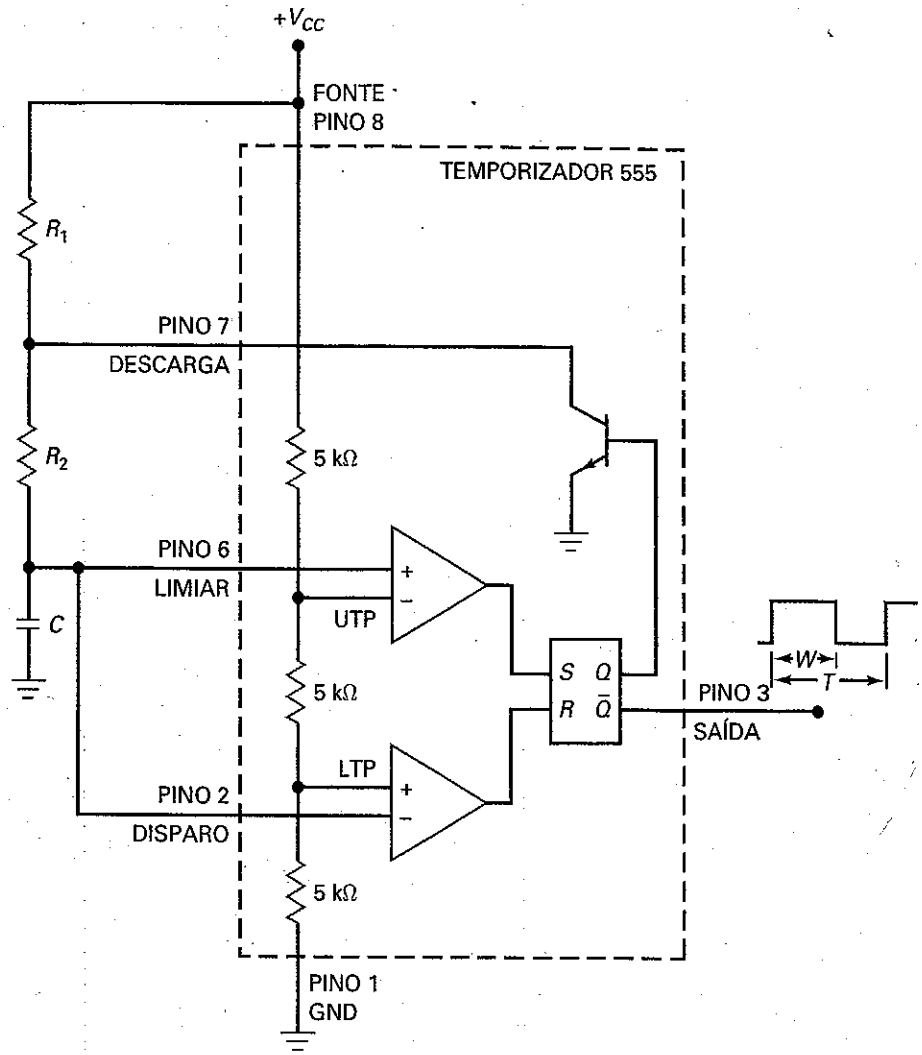


Figura 23–35 Temporizador 555 conectado para operação astável.

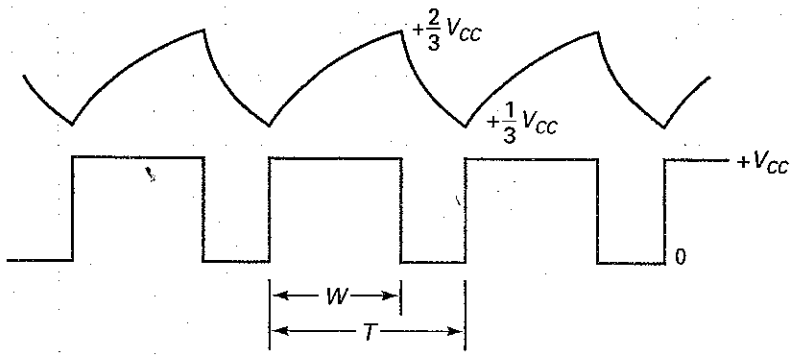


Figura 23–36 Formas de onda de saída e sobre o capacitor na operação astável.

O período da saída é igual a:

$$T = 0{,}693(R_1 + R_2)C \tag{23-27}$$

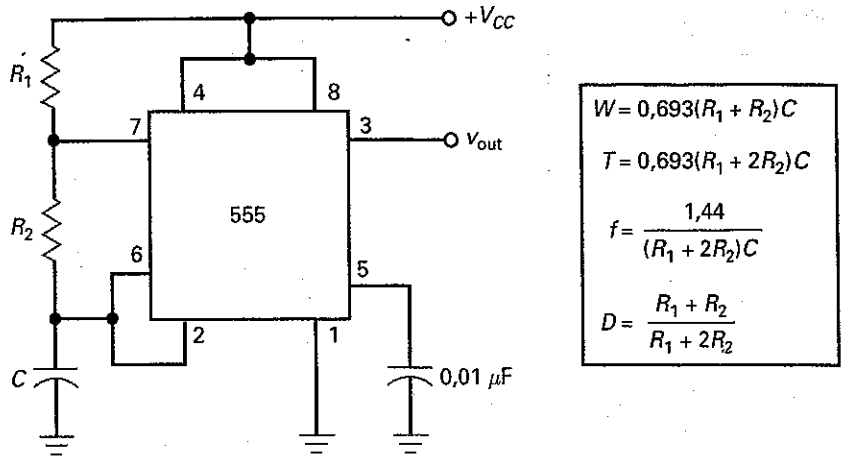
O inverso do período é a freqüência:

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C} \tag{23-28}$$

Dividindo a largura do pulso pelo período, temos o ciclo de trabalho:

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \tag{23-29}$$

Figura 23-37 Multivibrador astável.



Quando R_1 é muito menor que R_2, o ciclo de trabalho se aproxima de 50%. Reciprocamente, quando R_1 é muito maior que R_2, o ciclo de trabalho se aproxima de 100%.

A Figura 23-37 mostra o temporizador astável com 555 como normalmente ele é desenhado em um diagrama esquemático. Observe novamente como o pino 4 (reset) está conectado à fonte de alimentação e como o pino 5 (controle) tem um capacitor de desvio de 0,01 μF para GND.

O circuito da Figura 23-37 pode ser modificado para possibilitar um ciclo de trabalho menor que 50%. Colocando um diodo em paralelo com R_2 (anodo conectado no pino 7), o capacitor será carregado efetivamente através de R_1 e o diodo. O capacitor será descarregado através de R_2. Portanto, o ciclo de trabalho será:

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{23-30}$$

Operação do VCO

A Figura 23-38*a* mostra um **oscilador controlado por tensão** (**VCO** – *voltage-controlled oscillator*), uma outra aplicação para o temporizador 555. O circuito algumas vezes é denominado **conversor tensão-freqüência** porque uma tensão de entrada pode ser convertida em uma freqüência de saída.

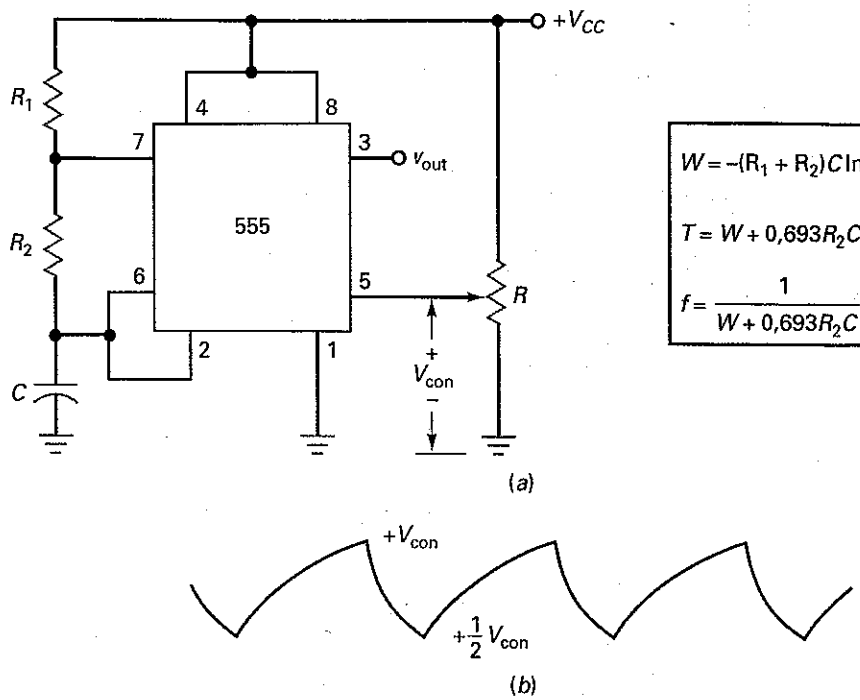
Eis como o circuito funciona: lembre-se de que o pino 5 está conectado à entrada inversora do comparador superior (Figura 23-31). Normalmente, o pino 5 tem um capacitor de desvio para GND, assim UTP é igual a $+2V_{CC}/3$. Entretanto, na Figura 23-38*a*, a tensão de um potenciômetro externo se sobrepõe à tensão interna. Em outras palavras, UTP é igual a V_{con}. Ajustando o potenciômetro, podemos variar UTP para um valor entre 0 e V_{CC}.

A Figura 23-38*b* mostra a forma de onda da tensão no capacitor de temporização. Observe que a forma de onda tem um valor mínimo de $+V_{con}/2$ e um valor máximo de $+V_{con}$. Se aumentarmos V_{con}, o capacitor levará mais tempo para carregar e descarregar. Portanto, a freqüência diminui. Como resultado, podemos variar a freqüência do circuito variando a tensão de controle. A propósito, a tensão de controle pode vir de um potenciômetro, como mostrado, ou pode ser a saída de um circuito com transistor, amp-op, ou algum outro dispositivo.

Analisando a carga e a descarga exponencial do capacitor, podemos deduzir essas equações:

$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} + V_{con}}{V_{CC} - 0{,}5V_{con}} \tag{23-31}$$

Figura 23–38 (*a*) Oscilador controlado por tensão; (*b*) forma de onda da tensão no capacitor.



$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - V_{con}}{V_{CC} - 0{,}5V_{con}}$$

$$T = W + 0{,}693R_2C$$

$$f = \frac{1}{W + 0{,}693R_2C}$$

Para usarmos essa equação, precisamos do **logaritmo natural**, que é o logaritmo na base *e*. Se tiver uma calculadora científica, observe a tecla *ln*. O período é dado por:

$$T = W + 0{,}693R_2C \tag{23-32}$$

A freqüência é dada por:

$$f = \frac{1}{W + 0{,}693R_2C} \tag{23-33}$$

Exemplo 23–8

MultiSim

O temporizador 555 da Figura 23-37 tem $R_1 = 75\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 30\ \text{k}\Omega$ e $C = 47\ \text{nF}$. Qual a freqüência do sinal de saída? Qual o ciclo de trabalho?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 23-37:

$$f = \frac{144}{(75\ \text{k}\Omega + 60\ \text{k}\Omega)(47\ \text{nF})} = 227\ \text{Hz}$$

$$D = \frac{75\ \text{k}\Omega + 30\ \text{k}\Omega}{75\ \text{k}\Omega + 60\ \text{k}\Omega} = 0{,}778$$

Isso equivale a 77,8%.

PROBLEMA PRÁTICO 23–8 Repita o Exemplo 23-8, sendo R_1 e R_2 iguais a 75 kΩ.

Exemplo 23-9

O VCO da Figura 23-38*a* tem os mesmos valores para R_1, R_2 e C do Exemplo 23-8. Quais serão os valores da freqüência e do ciclo de trabalho quando V_{con} for 11 V? Quais serão os valores da freqüência e do ciclo de trabalho quando V_{con} for 1 V?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 23-38:

$$W = -(75\,\text{k}\Omega + 30\,\text{k}\Omega)(47\,\text{nF})\ln\frac{12\text{V} - 11\text{V}}{12\text{V} - 5{,}5\text{V}} = 9{,}24\,\text{ms}$$

$$T = 9{,}24\,\text{ms} + 0{,}693(30\,\text{k}\Omega)(47\,\text{nF}) = 10{,}2\,\text{ms}$$

O ciclo de trabalho é:

$$D = \frac{W}{T} = \frac{9{,}24\,\text{ms}}{10{,}2\,\text{ms}} = 0{,}906$$

A freqüência é:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10{,}2\,\text{ms}} = 98\,\text{Hz}$$

Quando V_{con} é 1 V, os cálculos nos fornecem:

$$W = -(75\,\text{k}\Omega + 30\,\text{k}\Omega)(47\,\text{nF})\ln\frac{12\text{V} - 1\text{V}}{12\text{V} - 0{,}5\text{V}} = 0{,}219\,\text{ms}$$

$$T = 0{,}219\,\text{ms} + 0{,}693(30\,\text{k}\Omega)(47\,\text{nF}) = 1{,}2\,\text{ms}$$

$$D = \frac{W}{T} = \frac{0{,}219\,\text{ms}}{1{,}2\,\text{ms}} = 0{,}183$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1{,}2\,\text{ms}} = 833\,\text{Hz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 23-9 Repita o Exemplo 23-9 com $V_{CC} = 15$ V e $V_{con} = 10$ V.

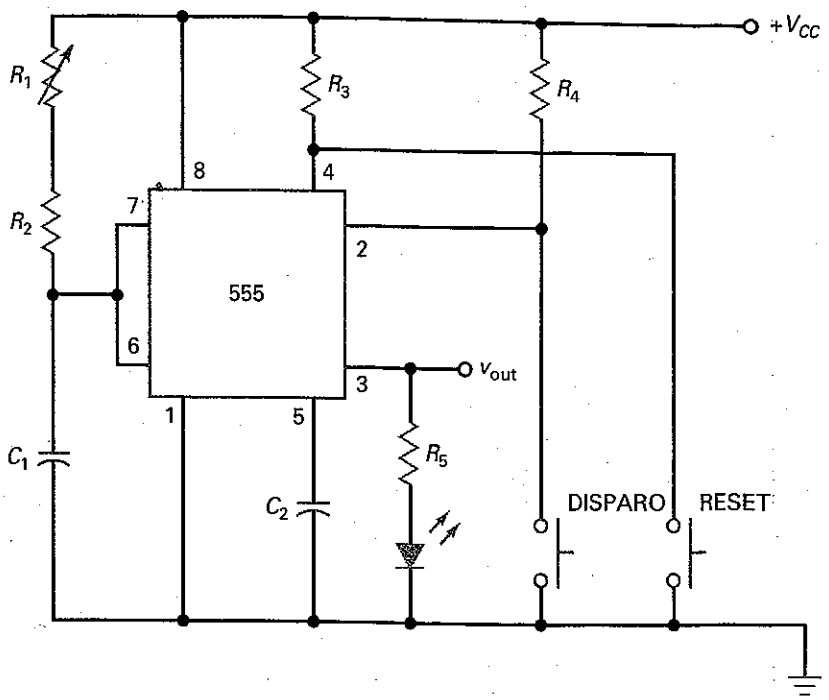
23-9 Circuitos com 555

O estágio de saída de um temporizador 555 pode *fornecer* 200 mA. Isso significa que uma saída em nível alto pode produzir até 200 mA de corrente de carga. Por isso, o temporizador 555 pode acionar cargas relativamente grandes como relés, lâmpadas e alto-falantes. O estágio de saída de um temporizador 555 também pode *absorver* 200 mA. Isso significa que uma saída em nível baixo suporta até 200 mA para GND. Por exemplo, quando um temporizador 555 aciona uma carga TTL, o temporizador fornece corrente quando a saída é nível alto e absorve corrente quando a saída é nível baixo. Nesta seção, discutiremos algumas aplicações para um temporizador 555.

Disparo e Reset

A Figura 23-39 mostra um circuito com várias modificações em relação ao temporizador monoestável mostrado anteriormente. Para começar, a entrada de disparo (pino 2) é controlada pela chave *push-button* (DISPARO). Como a chave é normalmente aberta, o pino 2 é nível alto e o circuito está inativo.

Figura 23–39 Temporizador monoestável com largura de pulso ajustável e DISPARO e RESET.



Quando alguém aciona e libera a chave DISPARO, o pino 2 é temporariamente conectado a GND. Portanto, a saída vai para nível alto e o LED acende. O capacitor C_1 é carregado positivamente, conforme descrito. A constante de tempo de carga pode ser ajustada em R_1. Dessa forma, podemos obter atrasos de tempo de segundos a horas. Quando a tensão no capacitor é ligeiramente maior que $2V_{CC}/3$, o circuito reseta e a saída vai para nível baixo. Quando isso acontece, o LED apaga.

Observe a chave RESET. Ela pode ser usada para resetar o circuito em qualquer momento do pulso de saída. Como a chave é normalmente aberta, o pino 4 é nível alto e não tem efeito na operação do temporizador. Entretanto, quando a chave RESET é fechada, o pino 4 é conectado em GND e a saída é resetada para zero. O RESET é incluído porque o usuário pode querer terminar a saída de nível alto. Por exemplo, se a largura do pulso de saída foi ajustada para 5 minutos, o usuário pode terminar o pulso prematuramente acionando RESET.

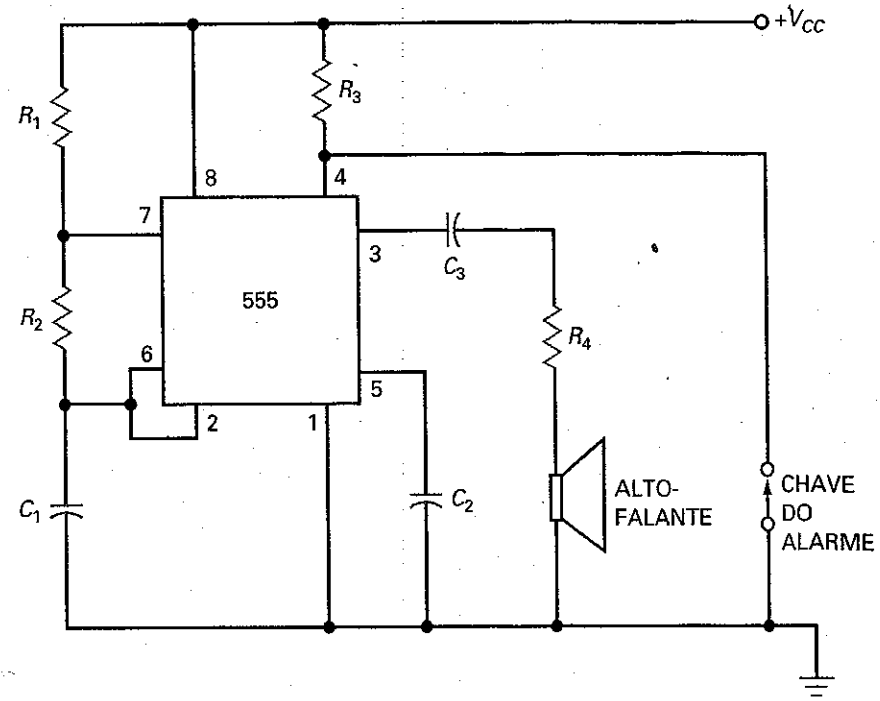
A propósito, o sinal de saída v_{out} pode ser usado para acionar um relé, um FET de potência, um IGBT, uma buzina e assim por diante. O LED serve como um indicador de saída em nível alto que é entregue para algum outro circuito.

Sirenes e Alarmes

A Figura 23-40 mostra como usar um temporizador astável com 555 como uma sirene ou um alarme. Normalmente, a chave do ALARME está fechada, o que coloca o pino 4 em GND. Nesse caso, o temporizador 555 está inativo e não há saída. Entretanto, quando a chave do ALARME é aberta, o circuito gera uma saída retangular cuja freqüência é determinada por R_1, R_2 e C_1.

A saída do pino 3 aciona um alto-falante através da resistência R_4. O valor dessa resistência depende da tensão da fonte de alimentação e da impedância do alto-falante. A impedância do ramo com R_4 e o alto-falante deve limitar a corrente de saída em 200 mA ou menos porque essa é a corrente máxima que um 555 pode fornecer.

Figura 23–40 Circuito astável com 555 usado para sirene ou alarme.



O circuito da Figura 23-40 pode ser modificado para produzir mais potência de saída para o alto-falante. Por exemplo, podemos usar a saída proveniente do pino 3 para acionar um amplificador de potência *push-pull* classe B, cuja saída passa então a acionar o alto-falante.

Modulador de Largura de Pulso

A Figura 23-41 mostra um circuito usado para **modulação por largura de pulso** (**PWM** – *pulse-width modulation*). O temporizador 555 é conectado no modo monoestável. Os Valores de R, C, UTP e V_{CC} determinam a largura do pulso de saída como a seguir:

$$W = -RC\ln\left(1 - \frac{\text{UTP}}{V_{CC}}\right) \tag{23-34}$$

Um sinal de baixa freqüência denominado *sinal modulante* é acoplado capacitivamente no pino 5. Esse sinal modulante pode ser voz ou dados de computador. Como o pino 5 controla o valor de UTP, v_{mod} é acrescentado ao valor quiescente UTP. Portanto, o valor UTP instantâneo é dado por:

$$\text{UTP} = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{mod} \tag{23-35}$$

Por exemplo, se $V_{CC} = 12$ V e o sinal modulante tem um valor de pico 1 V, então a Equação (23-31) fornece:

$$\text{UTP}_{máx} = 8\text{ V} + 1\text{ V} = 9\text{ V}$$
$$\text{UTP}_{mín} = 8\text{ V} - 1\text{ V} = 7\text{ V}$$

Isso significa que o valor UTP instantâneo varia senoidalmente entre 7 V e 9 V.

Um trem de pulsos de disparo denominado *clock* é a entrada no pino 2. Cada disparo produz um pulso de saída. Visto que o período do disparo é T, a saída será uma série de pulsos retangulares com um período de T. O sinal modulante não tem efeito no período T, mas ele altera a largura de cada pulso de saída. No ponto A, no pico positivo do sinal modulante, o pulso de saída tem a largura mostrada. No ponto B, no pico negativo do sinal modulante, o pulso de saída é estreito.

O sistema PWM é usado em comunicações. Ele permite que um sinal modulante de baixa freqüência (voz ou dados) altere a largura de pulso de um sinal de alta freqüência denominado **portadora**. A portadora modulada pode ser transmitida por um fio de cobre, cabo de fibra óptica ou através do espaço para um receptor. O receptor recupera o sinal modulante para acionar um alto-falante (voz) ou um computador (dados).

Modulação por Posição de Pulso

Em um PWM, a largura do pulso varia, mas o período é constante porque este é determinado pela freqüência dos disparos de entrada. Como o período é fixo, a posição de cada pulso é a mesma, o que significa que a borda de subida de cada pulso ocorre sempre após um intervalo fixo de tempo.

A **modulação por posição de pulso** (**PPM** – *pulse-position modulation*) é diferente. Com esse tipo de modulação, a posição (borda de subida) de cada pulso muda. Com PPM, a largura e o período de cada pulso variam com o sinal modulante.

A Figura 23-42*a* mostra um *modulador por posição de pulso*. Ele é similar ao VCO discutido anteriormente. Como o sinal modulante é acoplado no pino 5, o valor UTP instantâneo é dado pela Equação (23-35):

$$\text{UTP} = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{\text{mod}}$$

Quando o sinal modulante aumenta, o valor UTP aumenta e a largura de pulso diminui. Por isso a largura de pulso varia como mostra a Figura 23-42*b*.

As equações para a largura de pulso e o período são:

$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - \text{UTP}}{V_{CC} - 0{,}5\,\text{UTP}} \tag{23-36}$$

$$T = W + 0{,}693 R_2 C \tag{23-37}$$

Na Equação (23-37), o segundo termo é o *espaço* entre os pulsos:

$$\text{Espaço} = 0{,}693 R_2 C \tag{23-38}$$

Esse espaço é o tempo entre a borda de subida de um pulso e a borda de subida do próximo pulso. Como V_{con} não aparece na Equação (23-38), o espaço entre os pulsos é constante, como mostra a Figura 23-42*b*.

Como o espaço é constante, a posição da borda de subida de qualquer pulso depende da largura do pulso anterior. Por isso esse tipo de modulação é denominado *modulação por posição de pulso*. Como no caso do PWM, o PPM é usado em sistemas de comunicação para transferir voz ou dados.

Geração de Rampa

Ao carregar-se um capacitor através de um resistor, produz-se uma forma de onda exponencial. Se usarmos uma fonte de corrente constante em vez de um resistor para carregar um capacitor, a tensão no capacitor será uma rampa. Essa é a idéia por trás do circuito da Figura 23-43*a*. Nesse caso substituímos o resistor de um circuito monoestável por uma fonte de corrente *pnp* que produz uma corrente de carga constante de:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \tag{23-39}$$

Quando um disparo inicia o temporizador monoestável com 555 da Figura 23-43*a*, a fonte de corrente *pnp* força uma corrente de carga constante no capacitor. Portanto, a tensão através do capacitor é uma rampa, como mostra a Figura 23-43*b*. A inclinação S da rampa é dada por:

$$S = \frac{I_C}{C} \tag{23-40}$$

Como a tensão no capacitor alcança um valor máximo de $2V_{CC}/3$ antes que a descarga ocorra, o valor de pico da rampa mostrada na Figura 23-43*b* é:

$$V = \frac{2V_{CC}}{3} \tag{23-41}$$

e a duração T da rampa é:

$$T = \frac{2V_{CC}}{3S} \tag{23-42}$$

Exemplo 23–10

Um modulador de largura de pulso como o da Figura 23-41 tem $V_{CC} = 12$ V, $R = 9{,}1$ kΩ e $C = 0{,}01$ μF. O clock tem uma freqüência de 2,5 kHz. Se um sinal modulante tem um valor de pico de 2 V, qual o período dos pulsos de saída? Qual a largura de pulso quiescente? Quais as larguras de pulso mínima e máxima? Quais são os ciclos de trabalho mínimo e máximo?

SOLUÇÃO O período dos pulsos de saída é igual ao período do clock:

$$T = \frac{1}{2{,}5\text{ kHz}} = 400\ \mu s$$

A largura de pulso quiescente é:

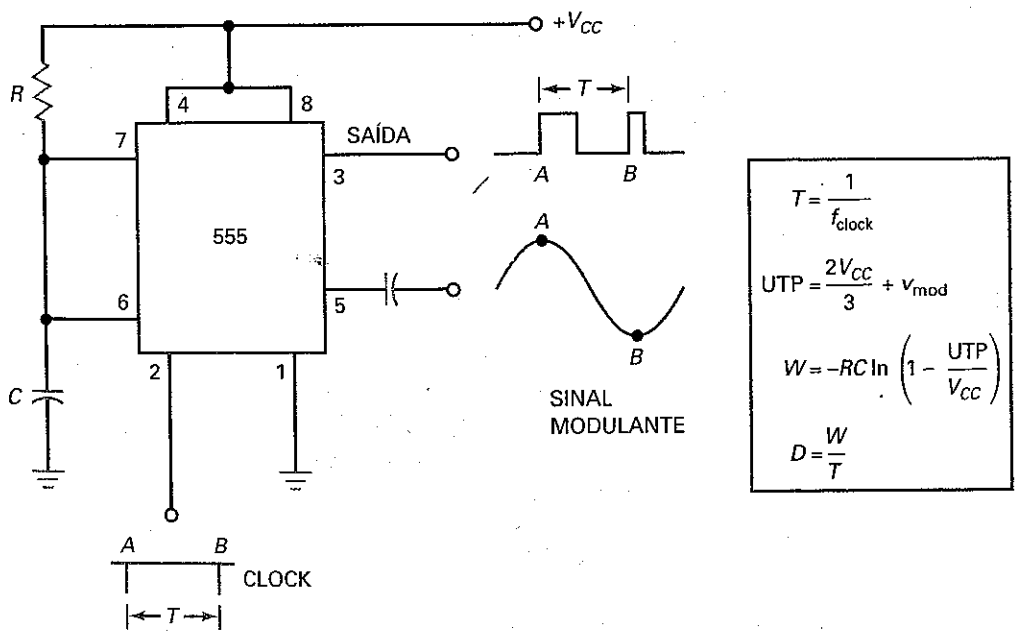
$$W = 1{,}1RC = 1{,}1(9{,}1\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 100\ \mu s$$

Usando a Equação (23-35), calcule o valor mínimo e máximo de UTP:

$$\text{UTP}_{\text{mín}} = 8\text{ V} - 2\text{ V} = 6\text{ V}$$

$$\text{UTP}_{\text{máx}} = 8\text{ V} + 2\text{ V} = 10\text{ V}$$

Figura 23–41 Temporizador 555 conectado como modulador por largura de pulso.



Agora calcule a largura mínima e máxima do pulso usando a Equação (23-34):

$$W_{\text{mín}} = -(9{,}1\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ln\left(1 - \frac{6\ \text{V}}{12\ \text{V}}\right) = 63{,}1\mu s$$

$$W_{\text{máx}} = -(9{,}1\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ln\left(1 - \frac{10\ \text{V}}{12\ \text{V}}\right) = 163\ \mu s$$

Os ciclos de trabalho mínimo e máximo são:

$$D_{\text{mín}} = \frac{63{,}1\ \mu s}{400\ \mu s} = 0{,}158$$

$$D_{\text{máx}} = \frac{163\ \mu s}{400\ \mu s} = 0{,}408$$

PROBLEMA PRÁTICO 23-10 Seguindo o Exemplo 23-10, altere V_{CC} para 15 V. Calcule a largura de pulso máxima e o ciclo de trabalho mínimo.

Exemplo 23-11

Um modulador por posição de pulso como o da Figura 23-42 tem $V_{CC} = 12$ V, $R_1 = 3{,}9$ kΩ, $R_2 = 3$ kΩ e $C = 0{,}01$ μF. Qual a largura quiescente e o período dos pulsos de saída? Se um sinal modulante tem um valor de pico de 1,5 V, quais são as larguras de pulso mínima e máxima? Qual é o espaço entre os pulsos?

SOLUÇÃO Sem o sinal modulante, o período quiescente dos pulsos de saída é o de um temporizador 555 usado como um multivibrador astável. Usando as Equações (23-26) e (23-27), podemos calcular a largura e o período quiescentes como a seguir:

$$W = 0{,}693(3{,}9\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 47{,}8\mu s$$

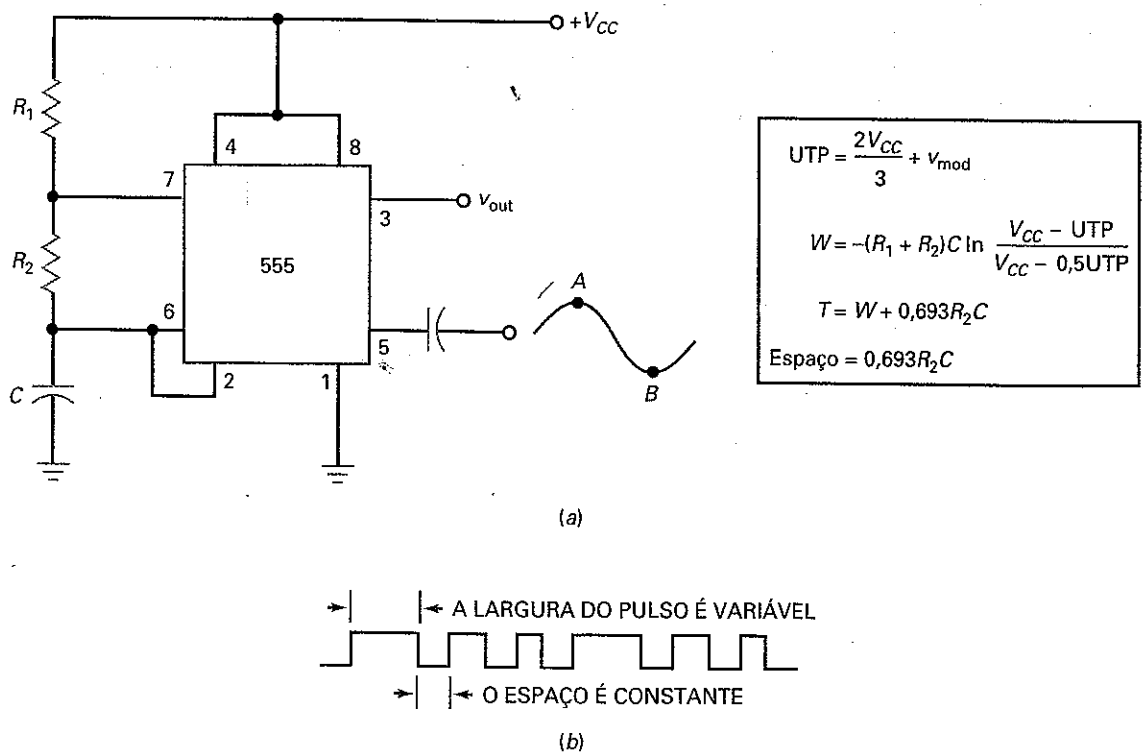
$$T = 0{,}693(3{,}9\ \text{k}\Omega + 6\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 68{,}6\mu s$$

Usando a Equação (23-35), calcule o valor UTP mínimo e máximo:

$$\text{UTP}_{\text{mín}} = 8\ \text{V} - 1{,}5\ \text{V} = 6{,}5\ \text{V}$$

$$\text{UTP}_{\text{máx}} = 8\ \text{V} + 1{,}5\ \text{V} = 9{,}5\ \text{V}$$

Figura 23-42 O temporizador 555 conectado como um modulador por posição de pulso.



Usando a Equação (23-36), as larguras de pulso mínima e máxima são:

$$W_{\text{min}} = -(3{,}9\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ln\frac{12\ \text{V} - 6{,}5\ \text{V}}{12\ \text{V} - 3{,}25\ \text{V}} = 32\ \mu s$$

$$W_{\text{máx}} = -(3{,}9\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ln\frac{12\ \text{V} - 9{,}5\ \text{V}}{12\ \text{V} - 4{,}75\ \text{V}} = 73{,}5$$

Usando a Equação (23-37), os períodos máximo e mínimo são:

$$T_{\text{mín}} = 32\ \mu s + 0{,}693(3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 52{,}8\ \mu s$$

$$T_{\text{máx}} = 73{,}5\ \mu s + 0{,}693(3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 94{,}3\ \mu s$$

O espaço entre a borda de descida de qualquer pulso e a borda de subida de qualquer pulso é:

$$\text{Espaço} = 0{,}693(3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 20{,}8\ \mu s$$

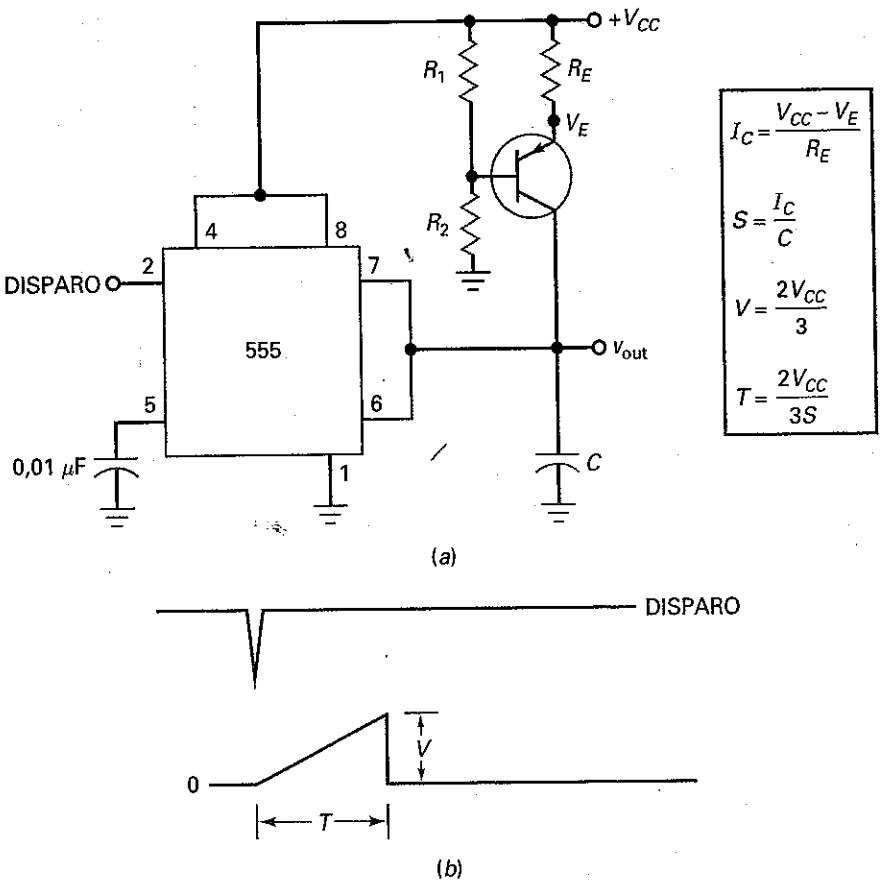
Exemplo 23-12

O gerador de rampa da Figura 23-43 tem uma corrente de coletor constante de 1 mA. Se $V_{CC} = 15$ V e $C = 100$ nF, qual a inclinação da rampa de saída? Qual o seu valor de pico? Qual a sua duração?

SOLUÇÃO A inclinação é

$$S = \frac{1\ \text{mA}}{100\ \text{nF}} = 10\ \text{V/ms}$$

Figura 23-43 (*a*) Transistor bipolar de junção e o temporizador 555 produzem uma rampa de saída; (*b*) formas de onda do disparo e da rampa.



O valor de pico é

$$V = \frac{2(15\text{ V})}{3} = 10\text{ V}$$

A duração da rampa é:

$$T = \frac{2(15\text{ V})}{3(10\text{ V/ms})} = 1\text{ ms}$$

PROBLEMA PRÁTICO 23-12 Usando a Figura 23-43, com $V_{CC} = 12$ V e $C = 0{,}2$ μF, repita o Exemplo 23-12.

23-10 PLL

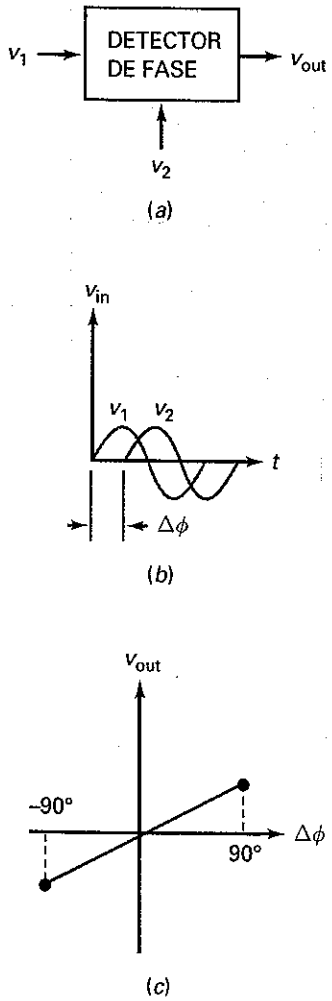
Uma **malha de fase amarrada (PLL** – *phase-locked loop*) contém um detector de fase, um amplificador cc, um filtro passa-baixas e um oscilador controlado por tensão (VCO). Quando um PLL tem um sinal de entrada com uma freqüência f_{in}, o seu VCO produz uma freqüência de saída que é igual a f_{in}.

Detector de Fase

A Figura 23-44*a* mostra um **detector de fase**, o primeiro estágio de um PLL. Esse circuito produz uma tensão de saída proporcional à diferença de fase entre dois sinais de entrada. Por exemplo, a Figura 23-44*b* mostra dois sinais de entrada com uma diferença de fase de $\Delta\phi$. O detector de fase responde a essa diferença de fase produzindo uma tensão de saída cc, que é proporcional a $\Delta\phi$, como mostra a Figura 23-44*c*.

Quando v_1 está avançado em relação a v_2, como mostra a Figura 23-44*b*, $\Delta\phi$ é positivo. Se v_1 estiver atrasado em relação a v_2, $\Delta\phi$ será negativo. Um detector de fase típico produz uma resposta linear entre –90° e +90°, como mostra a Figura 23-44*c*. Como podemos ver, a saída do detector de fase é zero quando $\Delta\phi = 0°$. Quando $\Delta\phi$ está entre 0° e 90°, a saída é uma tensão positiva. Quando $\Delta\phi$ está entre 0° e –90°, a saída é uma tensão negativa. A idéia principal aqui é que o detector de fase produz uma tensão de saída diretamente proporcional à diferença de fase entre os dois sinais de entrada.

Figura 23-44 (*a*) O detector de fase tem dois sinais de entrada e um sinal de saída; (*b*) ondas senoidais de mesma freqüência e fases distintas; (*c*) a saída do detector de fase é diretamente proporcional à diferença de fase.



VCO

Na Figura 23-45*a*, a tensão de entrada v_{in} do VCO determina a freqüência de saída f_{out}. Um VCO típico pode variar numa faixa de 10:1 da freqüência. Além disso, a variação é linear como mostra a Figura 23-45*b*. Quando a tensão de entrada para o VCO é zero, o VCO opera livremente numa freqüência quiescente f_0. Quando a tensão de entrada é positiva, a freqüência do VCO é maior que f_0. Se a tensão de entrada é negativa, a freqüência do VCO é menor que f_0.

Diagrama em Bloco de um PLL

A Figura 23-46 é um diagrama em bloco de um PLL. O detector de fase produz uma tensão cc que é proporcional à diferença de fase dos seus dois sinais de entrada. A tensão de saída do detector de fase é geralmente pequena. Por isso o segundo estágio é um amplificador cc. A diferença de fase amplificada é filtrada antes de ser aplicada no VCO. Observe que a saída do VCO é realimentada no detector de fase.

É BOM SABER

A função de transferência ou o ganho de conversão K de um VCO pode ser expresso como o valor do desvio de freqüência Δf por carga unitária, ou ΔV na tensão de entrada cc. Expressando matematicamente, $K = \Delta f/\Delta V$, onde K é a função de transferência de entrada/saída especificada em hertz por volt.

Figura 23–45 (*a*) A tensão de entrada controla a freqüência de saída do VCO; (*b*) a freqüência é diretamente proporcional à tensão de entrada.

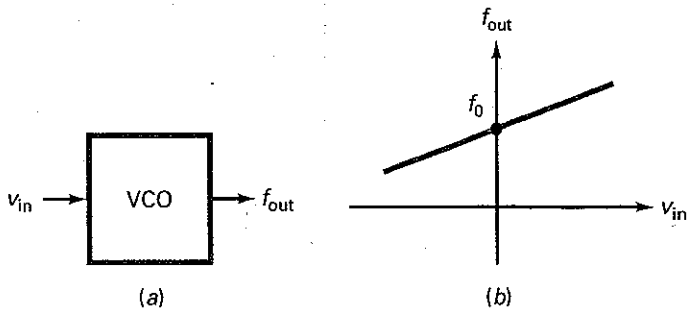
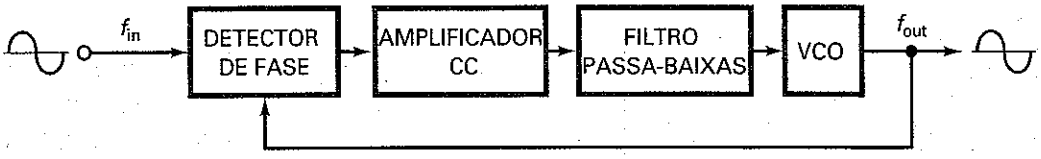


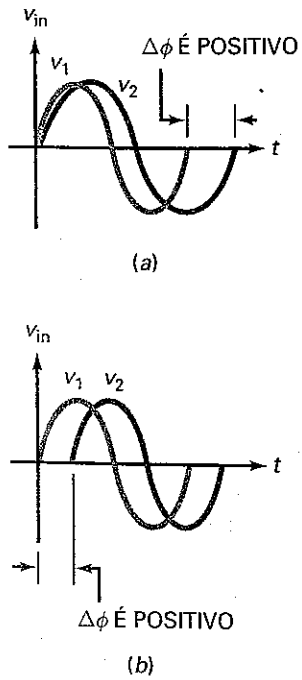
Figura 23–46 Diagrama em bloco de um PLL.



A Freqüência de Entrada É Igual à Freqüência de Operação Livre

Para entendermos a ação de um PLL, vamos começar com o caso da freqüência de entrada igual a f_0, a freqüência de operação livre do VCO. Nesse caso, os dois sinais de entrada do detector de fase têm a mesma freqüência e fase. Por isso, a diferença de fase $\Delta\phi$ é 0° e a saída do detector de fase é zero. Como resultado, a tensão de entrada para o VCO é zero, o que significa que o VCO opera livremente com a freqüência f_0. Enquanto a freqüência e a fase do sinal de entrada permanecerem as mesmas, a tensão de entrada do VCO será zero.

Figura 23–47 (*a*) Um aumento na freqüência de v_1 produz uma diferença de fase; (*b*) existe uma diferença de fase após um aumento na freqüência do VCO.



A Freqüência de Entrada Difere da Freqüência de Operação Livre

Vamos considerar que as freqüências de entrada e de operação livre do VCO sejam cada uma 10 kHz. Agora, suponha que a freqüência de entrada aumente para 11 kHz. Esse aumento parecerá um aumento na fase porque v_1 se adianta em relação a v_2 no final do primeiro ciclo, como mostra a Figura 23-47*a*. Como o sinal de entrada está avançado em relação ao sinal do VCO, $\Delta\phi$ é positivo. Nesse caso, o detector de fase da Figura 23-46 produz uma tensão de saída positiva. Depois de amplificada e filtrada, essa tensão positiva aumenta a freqüência do VCO.

A freqüência do VCO aumenta até ser igual a 11 kHz, a freqüência do sinal de entrada. Quando a freqüência do VCO se iguala à freqüência de entrada, o VCO está "*amarrado*" ao sinal de entrada. Ainda que cada um dos dois sinais de entrada do detector de fase tenha uma freqüência de 11 kHz, os sinais têm fases diferentes, como mostra a Figura 23-47*b*. Essa diferença de fase positiva produz a tensão necessária para manter a freqüência do VCO ligeiramente acima da sua freqüência de operação livre.

Se a freqüência de entrada aumenta mais, a freqüência do VCO também aumenta conforme necessário para manter a "amarração". Por exemplo, se a freqüência de entrada aumenta para 12 kHz, a freqüência do VCO aumenta para 12 kHz. A diferença de fase entre os dois sinais de entrada aumenta conforme necessário para produzir a tensão de controle correta para o VCO.

Faixa de Amarração

A **faixa de amarração** de um PLL é a faixa de freqüência de entrada ao longo da qual o VCO pode permanecer "amarrado" à freqüência de entrada. Essa faixa está relacionada à diferença de fase máxima que pode ser detectada. Na nossa discussão, estamos considerando que o detector de fase pode produzir uma tensão de saída para $\Delta\phi$ entre –90° e +90°. Nesses limites, o detector de fase produz uma tensão de saída máxima, negativa ou positiva.

Se a freqüência de entrada for muito baixa ou muito alta, a diferença de fase estará fora da faixa de –90° e +90°. Portanto, o detector de fase não pode produzir a tensão adicional necessária para o VCO se manter amarrado. Portanto, nesses limites, o PLL perde a amarração ao sinal de entrada.

A faixa de amarração é geralmente especificada como uma porcentagem da freqüência do VCO. Por exemplo, se a freqüência do VCO é 10 kHz e a faixa de amarração é de ±20%, o PLL pode permanecer amarrado a qualquer freqüência de entrada entre 8 kHz e 12 kHz.

Faixa de Captura

A faixa de captura é diferente. Considere que a freqüência de entrada esteja fora da faixa de amarração. Então, o VCO opera livremente em 10 kHz. Agora, considere que a freqüência de entrada mude em direção à freqüência do VCO. Em algum ponto, o PLL será capaz de se amarrar à freqüência de entrada. A faixa de freqüência de entrada na qual o PLL pode restabelecer a amarração é denominado **faixa de captura**.

A faixa de captura é especificada como uma porcentagem da freqüência de operação livre. Se f_0 = 10 kHz e a faixa de captura for de ±5%, o PLL pode se amarrar a uma freqüência de entrada entre 9,5 kHz e 10,5 kHz. Tipicamente, a faixa de captura é menor que a faixa de amarração porque a faixa de captura depende da freqüência de corte do filtro passa-baixas. Quanto menor a freqüência de corte, menor a faixa de captura.

A freqüência de corte do filtro passa-baixas é mantida baixa para evitar componentes de altas freqüências como ruídos ou sinais indesejados que alcancem o VCO. Quanto menor a freqüência de corte do filtro, mais "limpo" o sinal que aciona o VCO. Portanto, um projetista tem que estabelecer um compromisso entre faixa de captura e largura de banda do passa-baixas para obter um sinal limpo para o VCO.

Aplicações

Um PLL pode ser usado de duas formas fundamentalmente diferentes. Primeiro, ele pode ser usado para seguir um sinal de entrada. A freqüência de saída se iguala então à freqüência de entrada. Isso tem a vantagem de remover o sinal de entrada com ruído porque o filtro passa-baixas removerá o ruído de alta freqüência e outros componentes. Como o sinal de saída provém do VCO, a saída final é estável e quase livre de ruídos.

Segundo, um PLL pode ser usado com um demodulador FM. A teoria da **modulação em freqüência (FM)** é abordada em cursos de comunicação, assim discutiremos apenas a idéia básica. O oscilador *LC* da Figura 23-48*a* tem uma capacitância variável. Se um sinal modulante controla essa capacitância, a saída do oscilador é *modulada em freqüência*, como mostra a Figura 23-48*b*. Observe como

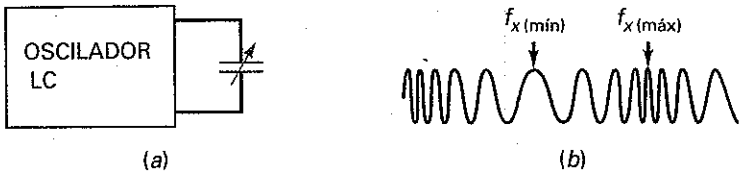


Figura 23–48 (*a*) Capacitância variável altera a freqüência de ressonância do oscilador *LC*; (*b*) uma onda senoidal foi a freqüência modulada.

a freqüência dessa onda FM varia de um mínimo a um máximo, que corresponde aos picos mínimo e máximo do sinal modulante.

Se o sinal FM for a entrada de um PLL, a freqüência de VCO seguirá o sinal FM. Como a freqüência do VCO varia, $\Delta\phi$ segue as variações do sinal modulante. Portanto, a saída do detector de fase será um sinal de freqüência baixa que é uma réplica do sinal modulante original. Quando usado dessa forma, o PLL está sendo usado como um *demodulador FM*, um circuito que recupera o sinal modulante a partir da onda FM.

Os PLLs são encontrados na forma de CIs monolíticos. Por exemplo, o NE565 é um PLL que contém um detector de fase, um VCO e um amplificador cc. O usuário conecta componentes externos como um resistor e um capacitor temporizadores para ajustar a freqüência de operação livre do VCO. Um outro capacitor externo ajusta a freqüência de corte do filtro passa-baixas. O NE565 pode ser usado para a demodulação FM, sintetização de freqüência, receptores de telemetria, modems, decodificação de tons e assim por diante.

23-11 CIs Geradores de Função

CIs especiais geradores de função que têm sido desenvolvidos combinam muitos dos circuitos individuais que discutimos. Esses CIs são capazes de gerar formas de onda incluindo senoidal, quadrada, triangular, rampa e sinais de pulso. As formas de onda de saída podem ser geradas para variarem em amplitude e freqüência alterando os valores de resistores e capacitores externos ou aplicando uma tensão externa. Essa tensão externa habilita o CI a realizar aplicações úteis tais como conversão tensão-freqüência (V/F), geração de sinais AM e FM, oscilação controlada por tensão (VCO) e chaveamento de freqüência (FSK).

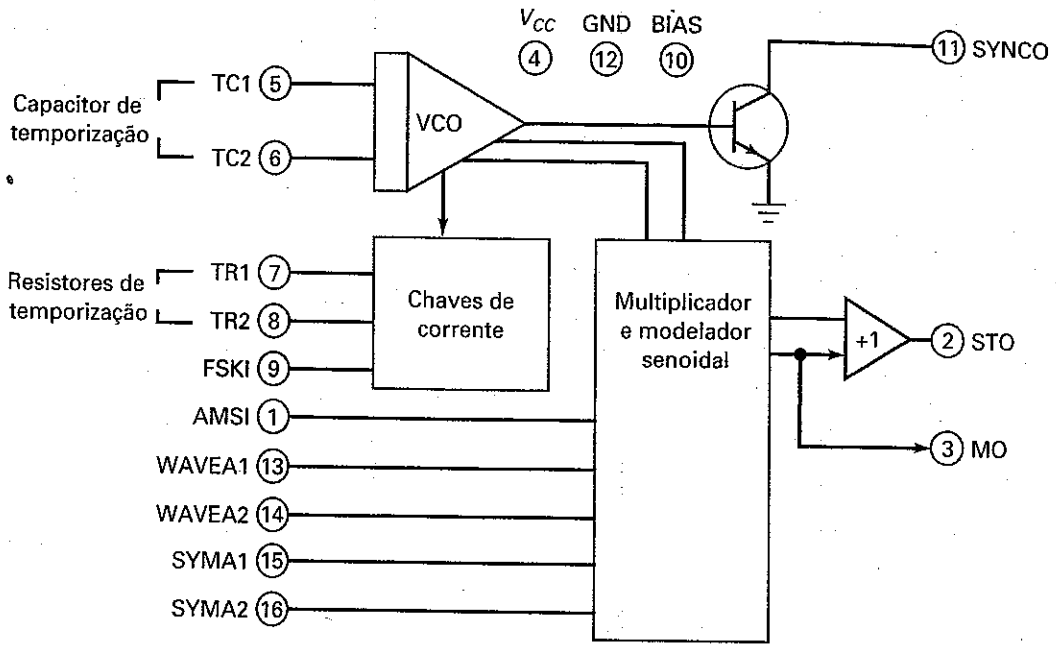
XR-2206

Um exemplo de CI gerador de funções é o XR-2206. Esse CI monolítico pode fornecer externamente freqüências controladas de 0,01 Hz a mais de 1,00 MHz. A Figura 23-49 mostra um diagrama em bloco desse CI. O diagrama mostra quatro blocos funcionais principais, entre os quais se incluem um VCO, um multiplicador e modelador senoidal, um amplificador buffer de ganho unitário e um conjunto de chaves de correntes.

A freqüência de saída do VCO é proporcional à corrente de entrada, a qual é determinada pelo conjunto de resistores de temporização externos. Esses resistores são conectados aos pinos 7 e 8, respectivamente e GND. Como existem dois pinos de temporização, duas freqüências de saída discretas podem ser obtidas. Um sinal de entrada de nível baixo ou alto controla as chaves de corrente. Essas chaves então selecionam qual dos resistores de temporização será usado. Se o sinal de entrada no pino 9 variar alternadamente de alto para baixo, a freqüência de saída do VCO será chaveada de uma freqüência para outra. Essa ação é conhecida como **chaveamento de freqüência (FSK** – *frequency-shift keying*) e é usada em aplicações eletrônicas de comunicação.

A saída do VCO aciona o bloco multiplicador e modelador senoidal, juntamente com um transistor de chaveamento de saída. A saída desse transistor é

Figura 23-49 Diagrama em bloco do XR-2206.



levada ao corte e à saturação, o que proporciona um sinal de saída de onda quadrada no pino 11. A saída do bloco multiplicador e modelador senoidal é conectada a um amplificador buffer que determina a capacidade de corrente de saída do CI e sua impedância de saída. A saída no pino 2 pode ser uma onda senoidal ou triangular.

Ondas Senoidal e Triangular de Saída

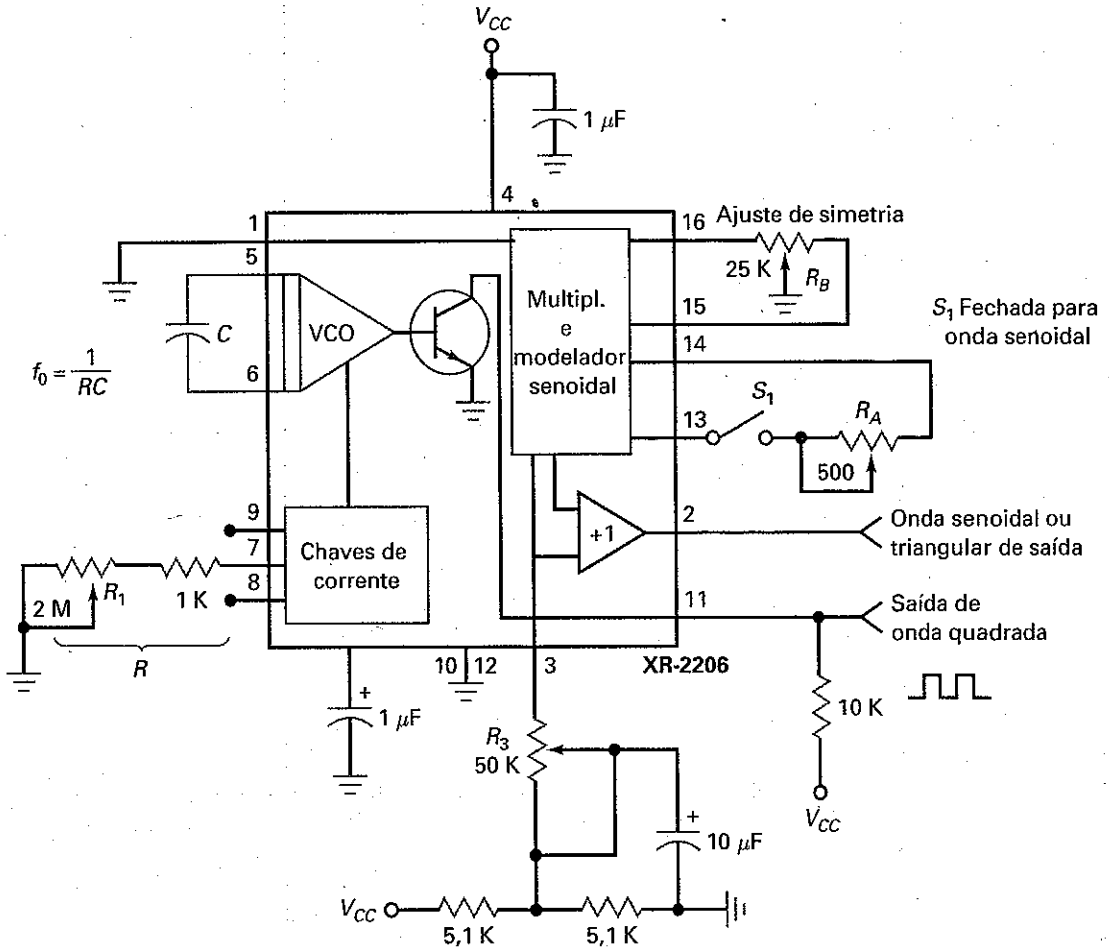
A Figura 23-50*a* mostra as conexões externas do circuito e os componentes para a geração de ondas senoidais ou triangulares. A freqüência de oscilação f_0 é determinada pelo resistor de temporização R, conectado ao pino 7 ou 8 e o capacitor externo C, conectado aos pinos 5 e 6. O valor da oscilação é determinado por:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \tag{23-43}$$

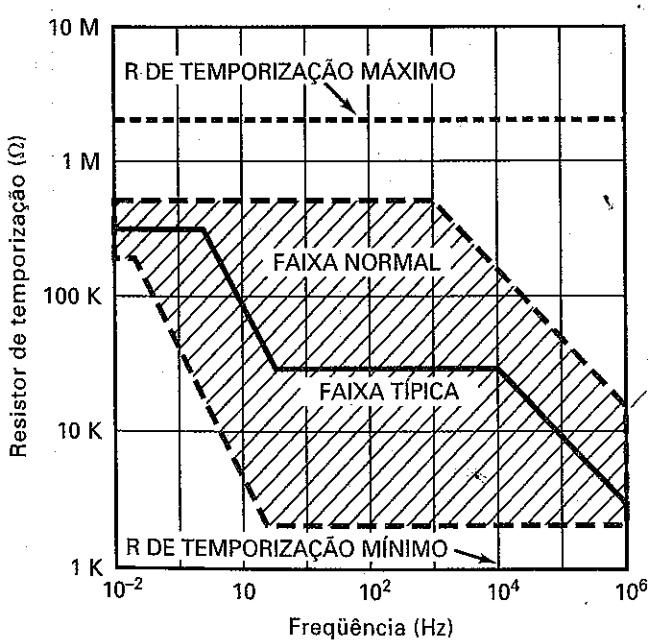
Ainda que R possa ser de até 2 MΩz, a estabilidade máxima de temperatura ocorre quando 4 kΩ < R < 200 kΩ. A Figura 23-50*b* mostra um gráfico de R *versus* a freqüência de oscilação. Além disso, o valor recomendado de C deve ser de 1000 pF a 100 μF.

Na Figura 23-50*a*, quando a chave S_1 é fechada, a saída no pino 2 é uma onda senoidal. O potenciômetro R_1 no pio 7 provê a sintonia de freqüência desejada. Os resistores ajustáveis R_A e R_B possibilitam que a forma de onda de saída seja modificada em termos de níveis de simetria e distorção da forma de onda. Quando S_1 é aberta, a saída no pino 2 muda de uma onda senoidal para uma triangular. O resistor R_3, conectado ao pino 3, controla a amplitude da forma de onda de saída. Conforme mostra a Figura 23-50*c*, a amplitude de saída é diretamente proporcional ao valor de R_3. Observe que o valor da forma de onda triangular é aproximadamente o dobro da saída de uma onda senoidal para determinado valor de R_3.

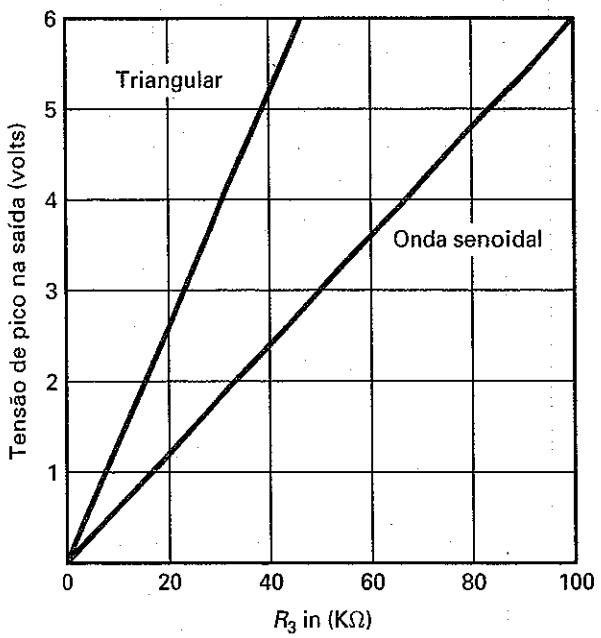
Figura 23–50 Gerador de onda senoidal: (*a*) Circuito; (*b*) *R* versus a freqüência de oscilação; (*c*) amplitude de saída.



(*a*)

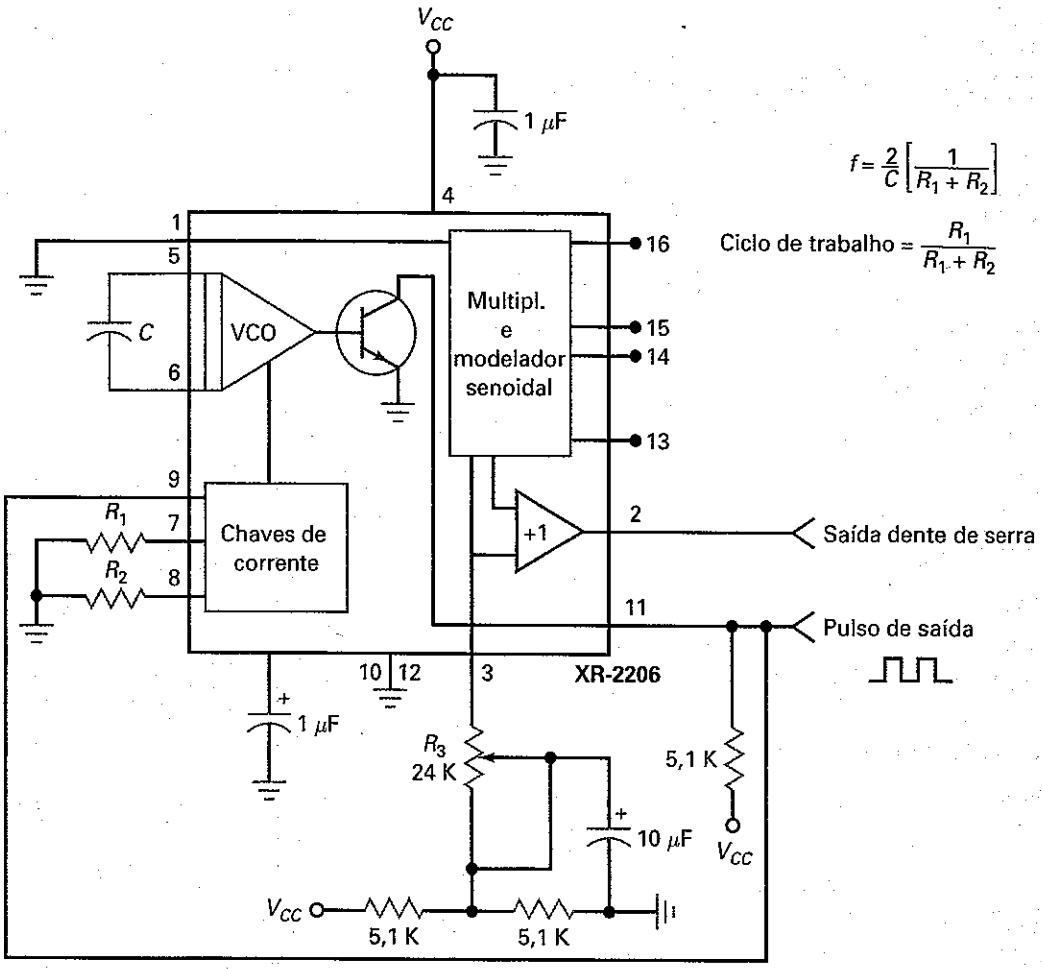


(*b*)



(*c*)

Figura 23–51 Geração de pulso e rampa.



Geração de Pulso e Rampa

A Figura 23-51 mostra as conexões externas do circuito usado para criar uma dente de serra (rampa) e pulsos de saída. Observe que a onda quadrada de saída no pino 11 é levada diretamente ao terminal FSK no pino 9. Isso permite que o circuito seja comutado automaticamente entre as duas freqüências distintas. Esse chaveamento de freqüência ocorre quando a saída no pino 11 muda de um nível alto para um baixo ou de um nível baixo para um alto. A freqüência de saída é determinada por:

$$f = \frac{2}{C}\left[\frac{1}{R_1 + R_2}\right] \tag{23-44}$$

e o ciclo de trabalho do circuito é dado por:

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{23-45}$$

A Figura 23-52 mostra uma folha de dados para o XR-2206. Se operado com uma tensão de alimentação positiva simples, a fonte pode variar de 10 V a 26 V. Se um divisor ou uma fonte de alimentação dupla é usado, observe como a faixa de valores varia de ±5 V a ±13 V. A Figura 23-52 também mostra os valores de R e C recomendados para as freqüências de saída máxima e mínima geradas. É especificada também a faixa de variação típica de 2000:1. Conforme mostra a folha de dados, a onda senoidal e triangular de saída tem uma impedância de saída no valor de 600 Ω. Isso torna o CI gerador de funções XR-2206 bastante útil em muitas aplicações eletrônicas de comunicação.

Figura 23–52 A folha de dados de um XR-2206.

XR-2206

EXAR

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: **Vcc = 12V, T_A = 25°C, C = 0.01μF, R_1 = 100kΩ, R_2 = 10kΩ, R_3 = 25kΩ**
Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	**10**		**26**	10		26	V	
Split-Supply Voltage	**±5**		**±13**	±5		±13	V	
Supply Current		12	**17**		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	**0.5**	1		0.5	1		MHz	C = 1000pF, R_1 = 1kΩ
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	C = 50μF, R_1 = 2MΩ
Frequency Accuracy		±1	**±4**		±2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		±10	**±50**		±20		ppm/°C	0°C $\leq T_A \leq$ 70°C $R_1 = R_2$ = 20kΩ
Sine Wave Amplitude Stability[2]		4800			4800		ppm/°C	
Supply Sensitivity		0.01	**0.1**		0.01		%/V	V_{LOW} = 10V, V_{HIGH} = 20V, $R_1 = R_2$ = 20kΩ
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	f_H @ R_1 = 1kΩ f_L @ R_1 = 2MΩ
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	f_L = 1kHz, f_H = 10kHz
1000:1 Sweep		8			8		%	f_L = 100Hz, f_H = 100kHz
FM Distortion		0.1			0.1		%	±10% Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	**0.001**		100	0.001		100	μF	
Timing Resistors: R_1 & R_2	**1**		2000	1		2000	kΩ	
Triangle Sine Wave Output[1]								
Triangle Amplitude		160			160		mV/kΩ	S_1 Open
Sine Wave Amplitude	**40**	60	80		60		mV/kΩ	S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	R_1 = 30kΩ
With Adjustment		0.4	**1.0**		0.5	1.5	%	

Notes
[1] Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3, on Pin 3.
[2] For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.
***Bold face parameters** are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.*

Rev. 1.03 TQM™

4

Figura 23–52 A folha de dados de um XR-2206 (continuação).

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C_L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C_L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	I_L = 2mA
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	V_{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Exemplo 23–13

Na Figura 23-50, $R = 10\ \text{k}\Omega$ e $C = 0{,}01\ \mu\text{F}$. Com S_1 fechada, quais as formas de onda de saída e a freqüência de saída nos pinos 2 e 11?

SOLUÇÃO Como S_1 está fechada, a saída no pino 2 é uma onda senoidal e a saída no pino 11 é uma onda quadrada. As duas formas de onda de saída terão a mesma freqüência. A freqüência de saída é dada por:

$$f_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{(10\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 10\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁTICO 23–13 Repita o Exemplo 23-13 com $R = 20\ \text{k}\Omega$, $C = 0{,}01\ \mu\text{F}$ e S_1 aberta.

Exemplo 23–14

Na Figura 23-51, $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 2\ \text{k}\Omega$ e $C = 0{,}1\ \mu\text{F}$. Determine a freqüência de saída da onda quadrada e o ciclo de trabalho.

SOLUÇÃO Usando a Equação (23-32), a freqüência de saída no pino 11 é:

$$f = \frac{2}{0{,}1\ \mu\text{F}}\left[\frac{1}{1\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega}\right] = 6{,}67\ \text{kHz}$$

O ciclo de trabalho é determinado usando a Equação (23-33) como a seguir:

$$D = \frac{1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega} = 0{,}333$$

PROBLEMA PRÁTICO 23–14 Repita o Exemplo 23-14 com R_1 e R_2 iguais a 2 kΩ e $C = 0{,}2\ \mu\text{F}$.

Resumo

SEÇÃO 23-1 TEORIA DA OSCILAÇÃO SENOIDAL

Para construirmos um oscilador senoidal, precisamos usar um amplificador com realimentação positiva para o oscilador iniciar a operação, o ganho de malha tem que ser maior que 1 quando o deslocamento de fase em torno da malha é 0°.

SEÇÃO 23-2 OSCILADOR EM PONTE DE WIEN

Esse é o oscilador padrão para freqüências baixas e médias na faixa de 5 Hz a 1 MHz. Ele produz uma onda senoidal quase perfeita. Uma lâmpada de tungstênio, ou outra resistência não-linear, é usada para diminuir o ganho de malha para 1.

SEÇÃO 23-3 OUTROS OSCILADORES *RC*

O oscilador duplo-T usa um amplificador e circuitos *RC* para produzir o ganho de malha e o deslocamento de fase necessários na freqüência de ressonância. Ele funciona bem para uma freqüência não sendo adequado para construir um oscilador de freqüência ajustável. O oscilador de deslocamento de fase também usa um amplificador e circuitos *RC* para gerar oscilações. Um amplificador pode se comportar como um oscilador de deslocamento de fase por causa dos circuitos de avanço e atraso parasitas em cada estágio.

SEÇÃO 23-4 OSCILADOR COLPITTS

Os osciladores *RC* geralmente não funcionam bem acima de 1 MHz por causa do deslocamento de fase adicional interno ao amplificador. Por isso os osciladores *LC* são preferencialmente escolhidos para freqüências entre 1 MHz e 500 MHz. Essa faixa de freqüência está acima da freqüência unitária da maioria dos amp-ops, sendo o motivo de se usar transistores bipolares de junção ou FETs como dispositivos de amplificação. O oscilador Colpitts é um dos osciladores *LC* mais usados.

SEÇÃO 23-5 OUTROS OSCILADORES *LC*

O oscilador Armstrong usa um transformador para produzir o sinal de realimentação. O oscilador Hartley usa um divisor de tensão indutivo para gerar o sinal de realimentação. O oscilador Clapp tem um pequeno capacitor em série no ramo indutivo do circuito de ressonância. Esse reduz o efeito que as capacitâncias parasitas têm na freqüência de ressonância.

SEÇÃO 23-6 CRISTAIS DE QUARTZO

Alguns cristais apresentam o efeito piezoelétrico. Em virtude desse efeito, a vibração de um cristal se comporta como um circuito ressonante *LC* com um *Q* extremamente alto. O cristal de quartzo é o mais importante na produção do efeito piezoelétrico. Ele é usado em osciladores a cristal, nos quais é necessária uma freqüência precisa.

SEÇÃO 23-7 TEMPORIZADOR 555

O temporizador 555 contém dois comparadores, um flip-flop *RS* e um transistor *npn*. Ele tem um ponto de comutação inferior e superior de tensão. Quando usado no modo monoestável, a entrada de disparo tem que cair abaixo do valor LTP para iniciar a operação. Quando a tensão no capacitor excede ligeiramente o valor UTP, o transistor de descarga conduz descarregando o capacitor.

SEÇÃO 23-8 OPERAÇÃO ASTÁVEL DO TEMPORIZADOR 555

Quando usado no modo astável, o temporizador 555 produz uma saída retangular cujo ciclo de trabalho pode estar situado entre 50% e 100%. O capacitor é carregado entre $V_{CC}/3$ e $2V_{CC}/3$. Quando uma tensão de controle é usada, ele muda UTP para V_{con}. Essa tensão de controle determina a freqüência.

SEÇÃO 23-9 CIRCUITOS COM 555

O temporizador 555 pode ser usado para gerar atrasos de tempo, alarmes e rampas. Ele também pode ser usado para construir um modulador por largura de pulso aplicando o sinal modulante na entrada de controle e um trem de bordas de decida na entrada de disparo. O temporizador 555 também pode ser usado para construir um modulador por posição de pulso aplicando o sinal modulante na entrada de controle quando o temporizador estiver no modo astável.

SEÇÃO 23-10 PLL

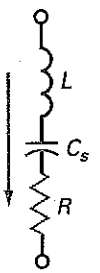
Um PLL contém um detector de fase, um amplificador *cc*, um filtro passa-baixas e um VCO. O detector de fase produz uma tensão de controle que é proporcional à diferença de fase entre os sinais de entrada. A tensão de controle filtrada e amplificada altera então a freqüência do VCO conforme necessário para amarrá-la ao sinal de entrada.

SEÇÃO 23-11 CIs GERADORES DE FUNÇÃO

Os CIs geradores de funções têm a capacidade de produzir formas de onda senoidal, triangular, quadrada, pulsos e dente de serra. Conectando-se resistores e capacitores externos, as formas de onda de saída podem ter variações de amplitude e freqüência. Funções especiais como geração AM/FM, conversão tensão-freqüência e chaveamento de freqüência podem também ser realizadas por esses CIs.

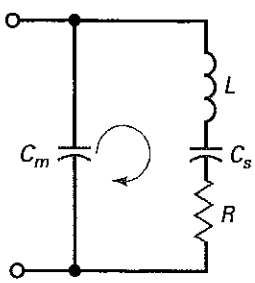
Definições

(23-20) Ressonância série do cristal:



$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

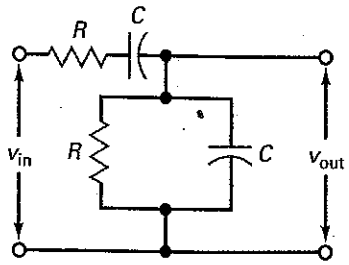
(23-22) Ressonância paralela do cristal:



$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$$

Derivações

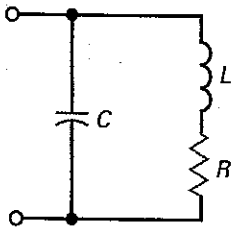
(23-1) e (23-2) Fator de realimentação e ângulo de fase de um circuito de avanço-atraso:



$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C/R - R/X_C)^2}}$$

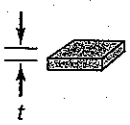
$$\phi = \text{arctg}\frac{X_C/R - R/X_C}{3}$$

(23-9) Freqüência ressonante exata:



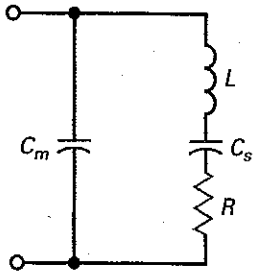
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}}$$

(23-19) Freqüência do cristal:



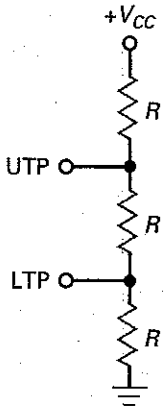
$$f = \frac{K}{t}$$

(23-21) Capacitância paralela equivalente:



$$C_p = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s}$$

(23-23) e (23-24) Pontos de comutação do temporizador 555:



$$\text{UTP} = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$\text{LTP} = \frac{V_{CC}}{3}$$

Atividades para o Estudante

1. **Um oscilador sempre precisa de um amplificador com**
   a. Realimentação positiva
   b. Realimentação negativa
   c. Os dois tipos de realimentação
   d. Um circuito tanque *LC*
2. **A tensão que inicia a operação de um oscilador é gerada por**
   a. Ondulação na fonte de alimentação
   b. Tensão de ruído nos resistores
   c. Sinal de entrada de um gerador
   d. Realimentação positiva
3. **O oscilador em ponte de Wien é útil**
   a. Em baixas freqüências
   b. Em altas freqüência
   c. Com circuitos tanque *LC*
   d. Para pequenos sinais de entrada
4. **Um circuito de atraso tem um ângulo de fase que**
   a. Está entre 0° e +90°
   b. É maior que 90°
   c. Está entre 0° e -90°
   d. É o mesmo da tensão de entrada
5. **Um circuito de acoplamento é um circuito**
   a. De atraso
   b. De avanço
   c. De avanço-atraso
   d. Ressonante
6. **Um circuito de atraso tem um ângulo de fase que**
   a. Está entre 0° e +90°
   b. É maior que 90°
   c. Está entre 0° e -90°
   d. É o mesmo da tensão de entrada
7. **Um oscilador em ponte de Wien usa**
   a. Realimentação positiva
   b. Realimentação negativa
   c. Os dois tipos de realimentação
   d. Um circuito tanque *LC*
8. **Inicialmente, o ganho de malha de uma ponte Wien é**
   a. 0
   b. 1
   c. Baixo
   d. Alto
9. **Uma ponte de Wien é algumas vezes denominada**
   a. Filtro *notch*
   b. Oscilador duplo-T
   c. Deslocador de fase
   d. Ponte de Wheatstone
10. **Para variar a freqüência de uma ponte de Wien, podemos variar**
   a. Um resistor
   b. Dois resistores
   c. Três resistores
   d. Um capacitor

11. Um oscilador de deslocamento de fase geralmente tem
   a. Dois circuitos de avanço ou atraso
   b. Três circuitos de avanço ou atraso
   c. Um circuito de avanço-atraso
   d. Um filtro duplo-T

12. Para iniciar as oscilações em um circuito, o ganho de malha tem que ser maior que 1 quando o deslocamento de fase em torno da malha for
   a. 90° c. 270°
   b. 180° d. 360°

13. O oscilador mais usado é o
   a. Armstrong c. Colpitts
   b. Clapp d. Hartley

14. A realimentação intensa em um oscilador LC
   a. Evita o circuito iniciar a operação
   b. Provoca saturação e corte
   c. Produz tensão de saída máxima
   d. Significa que *B* é pequeno

15. Quando o fator *Q* diminui em um oscilador Colpitts, a freqüência da oscilação
   a. Diminui
   b. Permanece a mesma
   c. Aumenta
   d. Torna-se irregular

16. Acoplamento indutivo se refere a
   a. Acoplamento capacitivo
   b. Acoplamento com transformador
   c. Acoplamento resistivo
   d. Acoplamento de potência

17. O oscilador Hartley usa
   a. Realimentação negativa
   b. Dois indutores
   c. Uma lâmpada de tungstênio
   d. Uma bobina de realimentação

18. Para variar a freqüência de um oscilador *LC*, podemos variar
   a. Um resistor
   b. Dois resistores
   c. Três resistores
   d. Um capacitor

19. Dos osciladores a seguir, o que tem a freqüência mais estável é o
   a. Armstrong c. Colpitts
   b. Clapp d. Hartley

20. O material que tem o efeito piezoelétrico é
   a. O quartzo
   b. Os sais de Rochelle
   c. A turmalina
   d. Todos os itens acima

21. Os cristais têm
   a. Um *Q* muito baixo
   b. Um *Q* muito alto
   c. Uma indutância pequena
   d. Uma resistência grande

22. As freqüências ressonantes em série e em paralelo de um cristal são
   a. Muito próximas uma da outra
   b. Muito distantes uma da outra
   c. Iguais
   d. Freqüências baixas

23. O tipo de oscilador encontrado em um relógio de pulso eletrônico é o
   a. Armstrong
   b. Clapp
   c. Colpitts
   d. Cristal de quartzo

24. Um temporizador monoestável com 555 tem o seguinte número de estados estáveis
   a. 0 c. 2
   b. 1 d. 3

25. Um temporizador astável com 555 tem o seguinte número de estados estáveis
   a. 0 c. 2
   b. 1 d. 3

26. A largura de pulso de um multivibrador monoestável aumenta quando
   a. A tensão da fonte aumenta
   b. O resistor de temporização diminui
   c. O UTP diminui
   d. Aumenta a capacitância de temporização

27. A forma de onda de saída do temporizador 555 é
   a. Senoidal
   b. Triangular
   c. Retangular
   d. Elíptica

28. O parâmetro que permanece constante em um modulador por largura de pulso é
   a. A largura de pulso
   b. O período
   c. O ciclo de trabalho
   d. O espaço

29. O parâmetro que permanece constante em um modulador por posição de pulso é
   a. A largura de pulso
   b. O período
   c. O ciclo de trabalho
   d. O espaço

30. Quando um PLL está amarrado à freqüência de entrada, a freqüência do VCO
   a. É menor que f_0
   b. É maior que f_0
   c. É igual a f_0
   d. É igual a f_{in}

31. A largura de banda do filtro passa-baixas em um PLL determina a
   a. Faixa de captura
   b. Faixa de amarração
   c. Freqüência de operação livre
   d. Diferença de fase

32. A freqüência de saída do XR-2206 pode ser variada com
   a. Um resistor externo
   b. Um capacitor externo
   c. Uma tensão externa
   d. Qualquer uma das opções acima

33. FSK é um método de controle de
   a. Funções de saída
   b. Amplitude de saída
   c. Freqüência de saída
   d. Fase de saída

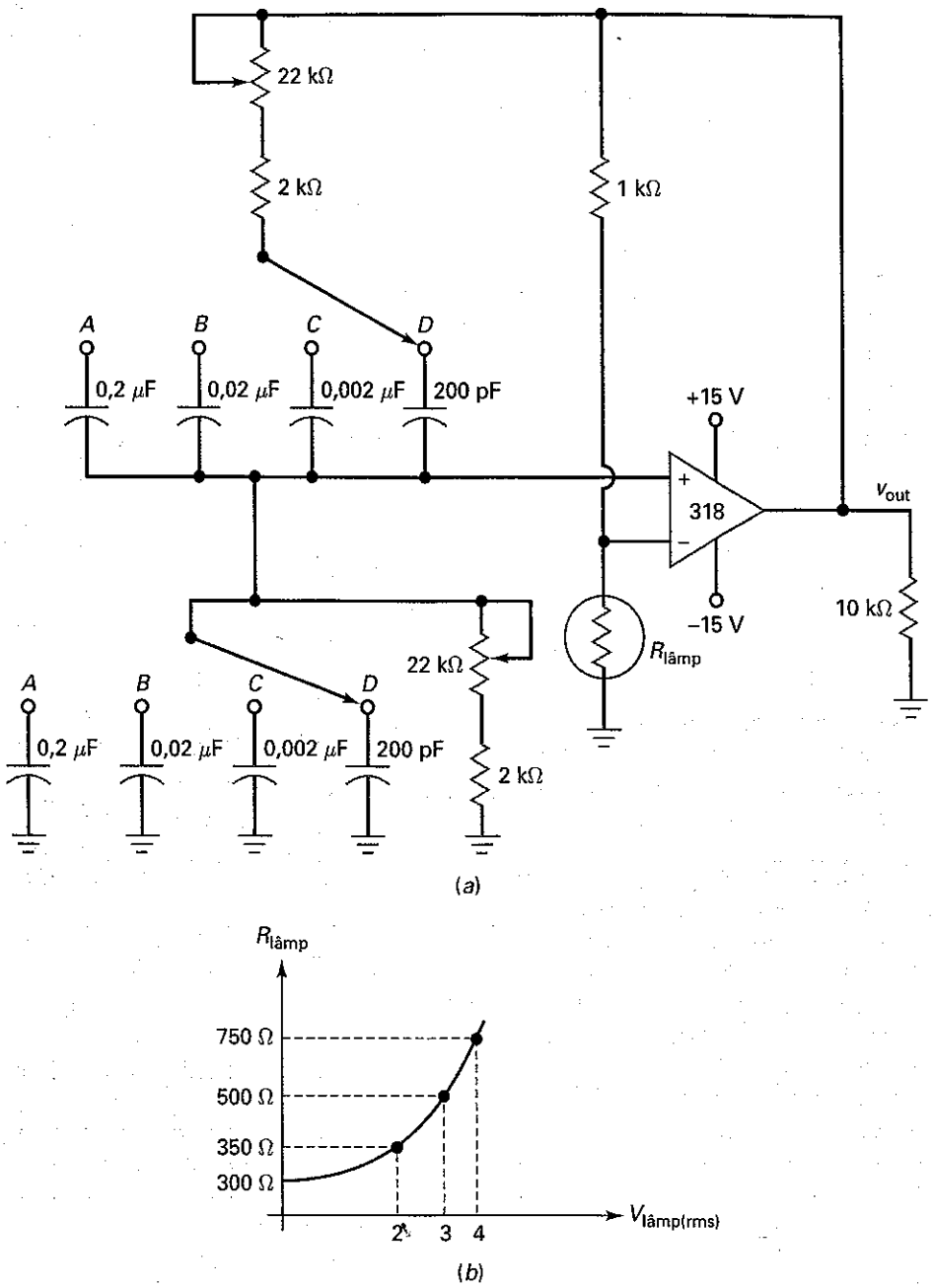
Problemas

SEÇÃO 23-2 OSCILADOR EM PONTE DE WIEN

23-1 O oscilador em ponte de Wien da Figura 23-53*a* usa uma lâmpada com as características mostradas na Figura 23-53*b*. Qual o valor da tensão de saída?

23-2 A posição *D* na Figura 23-53*a* é a maior faixa de freqüência do oscilador. Podemos variar a freqüência usando reostatos conjugados. Quais são as freqüências mínima e máxima de oscilação nesta faixa?

Figura 23-53



23-3 Calcule a freqüência mínima e máxima de oscilação para cada posição da chave conjugada da Figura 23-53*a*.

23-4 Para variar a tensão de saída na Figura 2353*a*, para o valor de 6 V rms, que alteração temos que fazer?

23-5 Na Figura 23-53*a*, a freqüência de corte do amplificador com realimentação negativa está pelo menos uma década acima da maior freqüência de oscilação. Qual a freqüência de corte?

SEÇÃO 23-3 OUTROS OSCILADORES *RC*

23-6 O oscilador duplo-T da Figura 23-12 tem $R = 10\ k\Omega$ e $C = 0{,}001\ \mu F$. Qual a freqüência da oscilação?

23-7 Se os valores no Problema 23-6 forem dobrados, o que acontece com a freqüência de oscilação?

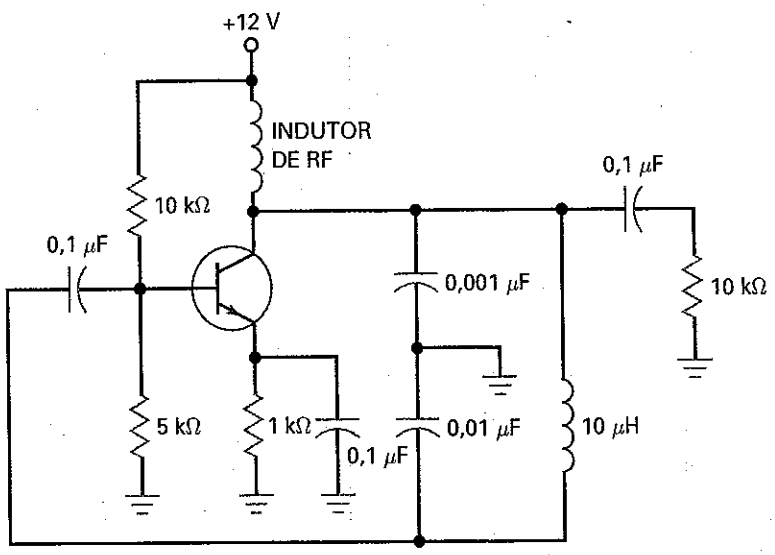
SEÇÃO 23-4 OSCILADOR COLPITTS

23-8 Qual o valor aproximado da corrente cc no emissor na Figura 23-54? Qual a tensão cc do coletor para o emissor?

23-9 Qual a freqüência aproximada de oscilação na Figura 23-54? Qual o valor de *B*? Para o oscilador iniciar a operação, qual o valor mínimo de A_v?

23-10 Se o oscilador da Figura 23-54 for reprojetado de forma que se obtenha um amplificador BC similar ao da Figura 23-18, qual a fração de realimentação?

Figura 23–54



23–11 Se o valor de L for dobrado na Figura 23-54, qual a freqüência de oscilação?

23–12 O que podemos fazer com o valor da indutância na Figura 23-54 para que a freqüência de oscilação dobre?

SEÇÃO 23–5 OUTROS OSCILADORES *LC*

23–13 Se um capacitor de 47 pF é conectado em série com o indutor de 10 μH na Figura 23-54, o circuito torna-se um oscilador Clapp. Qual a freqüência de oscilação dele?

23–14 Um oscilador Hartley como o da Figura 23-22 tem $L_1 = 1$ μH e $L_2 = 0{,}2$ μH. Qual a fração de realimentação? Qual a freqüência de oscilação se $C = 1000$ pF? Qual o ganho de tensão mínimo necessário para iniciar a oscilação?

23–15 Um oscilador Armstrong tem $M = 0{,}1$ μH e $L = 3{,}3$ μH. Qual a fração de realimentação? Qual o ganho de tensão mínimo necessário para iniciar as oscilações?

SEÇÃO 23–6 CRISTAIS DE QUARTZO

23–16 Um cristal tem uma freqüência fundamental de 5 MHz. Qual o valor aproximado da primeira, segunda e terceira freqüências de sobretom?

23–17 Um cristal tem uma espessura t. Se reduzimos t em 1%, o que acontece com a freqüência?

23–18 Um cristal tem os seguintes valores: $L = 1$ H $C_s = 0{,}01$ pF, $R = 1$ kΩ e $C_m = 20$ pF. Qual a freqüência ressonante em série? Qual o valor de Q em cada freqüência?

SEÇÃO 23–7 TEMPORIZADOR 555

23–19 Um temporizador 555 é conectado para operação monoestável. Se $R = 10$ kΩ e $C = 0{,}047$ μF, qual a largura do pulso de saída?

23–20 Na Figura 23-34, $V_{CC} = 10$ V, $R = 2{,}2$ kΩ e $C = 0{,}2$ μF. Qual a tensão de disparo mínima que produz um pulso de saída? Qual a tensão máxima no capacitor? Qual a largura do pulso de saída?

SEÇÃO 23–8 OPERAÇÃO ASTÁVEL DO TEMPORIZADOR 555

23–21 Um astável com temporizador 555 tem $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 2$ kΩ e $C = 0{,}00022$ μF. Qual a freqüência dele?

23–22 O temporizador 555 da Figura 23-37 tem $R_1 = 20$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ e $C = 0{,}0047$ μF. Qual a freqüência e o ciclo de trabalho do sinal de saída?

SEÇÃO 23–9 CIRCUITOS COM 555

23–23 Um modulador por largura de pulso como o da Figura 23-41 tem $V_{cc} = 10$ V, $R = 5{,}1$ kΩ e $C = 1$ nF. O clock tem uma freqüência de 10 kHz. Se o sinal modulante tem um valor de pico de 1,5 V, qual o período dos pulsos de saída? Qual a largura de pulso quiescente? Quais as larguras de pulso mínima e máxima? Quais os ciclos de trabalho mínimo e máximo?

23–24 Um modulador por posição de pulso como o da Figura 23-42 tem $V_{CC} = 10$ V, $R_1 = 1{,}2$ kΩ, $R_2 = 1{,}5$ kΩ e $C = 47$ nF. Qual a largura quiescente e o período dos pulsos de saída? Se o sinal modulante tem um valor de pico de 1,5 V, quais são as larguras de pulso mínima e máxima? Quais são os ciclos de trabalho mínimo e máximo? Qual é o espaço de tempo entre os pulsos?

23–25 O gerador de rampa da Figura 23-43 tem uma corrente de coletor constante de 0,5 mA. Se $V_{CC} = 10$ V e $C = 47$ nF, qual a inclinação da rampa de saída?

SEÇÃO 23–11 CIs GERADORES DE FUNÇÃO

23–26 Na Figura 23-50, S_1 está fechada, $R = 20$ kΩ, $R_3 = 40$ kΩ e $C = 0{,}1$ μF. Qual o formato da onda de saída, sua freqüência e a amplitude no pino 2?

23–27 Na Figura 23-50, com S_1 aberta e $R = 10$ kΩ, $R_3 = 40$ kΩ e $C = 0{,}01$ μF, qual o formato da onda de saída, sua freqüência e a amplitude no pino 2?

23–28 Na Figura 23-51, $R_1 = 2$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ e $C = 0{,}1$ μF. Qual a freqüência de saída e o ciclo de trabalho no pino 11?

Análise de Defeito

23–29 A tensão de saída do oscilador em ponto de Wien (Figura 23-53*a*) aumenta, diminui ou permanece a mesma para cada um dos seguintes defeitos:

a. Lâmpada aberta
b. Lâmpada em curto-circuito
c. Potenciômetro superior em curto-circuito
d. Tensões de alimentação 20% mais baixas
e. Resistor de 10 kΩ aberto

23–30 O oscilador Colpitts da Figura 23-54 não inicia operação. Enuncie três possíveis causas.

23–31 Suponha que você projetou e montou um amplificador. Ele amplifica o sinal de entrada, mas a saída se apresenta distorcida na tela do osciloscópio. Quando você toca o circuito, a distorção desaparece, deixando o sinal perfeito. Que problema você acha que está acontecendo e como tentaria eliminá-lo?

Raciocínio Crítico

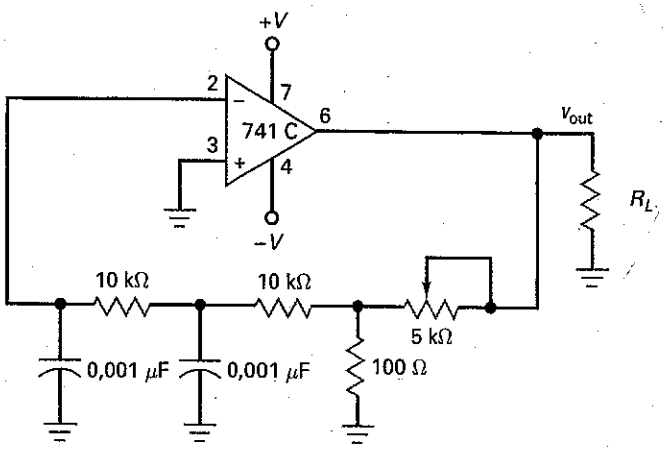
23–32 Projete um oscilador em ponte de Wien similar ao da Figura 23-53*a* que atenda às seguintes especificações: faixas de freqüência de três décadas cobrindo de 20 Hz a 20 kHz com uma tensão de saída de 5 V rms.

23–33 Selecione um valor de *L* na Figura 23-54 para obter uma freqüência de oscilação de 2,5 MHz.

23–34 A Figura 23-55 mostra um oscilador de deslocamento de fase com amp-op. Se $f_{2(CL)}$ = 1 kHz, qual o deslocamento de fase na malha para 15,9 kHz.

23–35 Projete um temporizador 555 que opere livremente a uma freqüência de 1 kHz e que tenha um ciclo de trabalho de 75%.

Figura 23–55



Questões de Entrevista

1. Como um oscilador senoidal pode produzir um sinal de saída sem ter um sinal de entrada?
2. Qual oscilador é usado em muitas aplicações na faixa de 5 Hz a 1 MHz? Por que a saída é senoidal em vez de limitada?
3. Que tipo de osciladores são usados normalmente na faixa de 1 MHz a 500 MHz?
4. Para produzir oscilações com uma freqüência precisa e confiável, que tipo de oscilador é usado normalmente?
5. O temporizador 555 é usado extensivamente em aplicações gerais como temporizador. Qual a diferença entre a construção de um circuito multivibrador monoestável e um astável?
6. Desenhe um diagrama em bloco simples de um PLL e explique a idéia básica sobre ele permanecer amarrado à freqüência do sinal de entrada.
7. O que significa *modulação por largura de pulso*? O que significa *modulação por posição de pulso*? Ilustre a sua explicação com esboços de formas de onda.
8. Considere que você esteja montando um amplificador de três estágios. Quando você testa esse amplificador, descobre que ele produz um sinal de saída sem ter um sinal de entrada. Explique como isso é possível. Cite algumas ações para eliminar o sinal indesejado?
9. O que faz um oscilador iniciar a operação se não há sinal de entrada?

Respostas — Atividades para o Estudante

1. a	7. c	13. c	19. b	25. a	31. a
2. b	8. d	14. b	20. d	26. d	32. d
3. a	9. a	15. a	21. b	27. c	33. c
4. c	10. b	16. b	22. a	28. b	
5. b	11. b	17. b	23. d	29. d	
6. a	12. d	18. d	24. b	30. d	

Respostas dos Problemas Práticos

23-1 $R = 14{,}9\ k\Omega$

23-2 $R_{lâmp} = 1{,}5\ k\Omega$; $I_{lâmp} = 2\ mA$; $V_{out} = 9\ V\ rms$

23-3 $L = 28\ \mu H$

23-4 $C = 106\ pF$; $f_r = 4\ MHz$

23-5 $f_S = 291\ kHz$; $f_p = 292\ kHz$

23-6 LPT = 5 V; UTP = 10 V; $W = 51{,}7\ ms$

23-8 $f = 136\ Hz$; $D = 0{,}667$ ou 66,7%

23-9 $W = 3{,}42\ ms$; $T = 4{,}4\ ms$; $D = 0{,}778$; $f = 227\ Hz$

23-10 $W_{máx} = 146{,}5\ \mu s$; $D_{máx} = 0{,}366$

23-12 $S = 5\ V/ms$; V = 8 V; $T = 1{,}6\ ms$

23-13 Forma de onda triangular no pino 2. Uma onda quadrada no pino 11. As freqüências das duas formas de onda são iguais a 500 Hz.

23-14 $f = 2{,}5\ KHz$; $D = 0{,}5$

capítulo 24

Fontes de Alimentação Reguladas

Com um diodo Zener, podemos construir um regulador de tensão simples. Agora, queremos discutir o uso da realimentação negativa para melhorar a regulação de tensão. A discussão começa com os reguladores lineares, o tipo no qual o dispositivo de regulação opera na região linear. Discutiremos dois tipos de reguladores lineares: o tipo *shunt* (paralelo) e o tipo série. Este capítulo conclui com os reguladores chaveados, tipo no qual o dispositivo de regulação comuta entre ligado e desligado para melhorar a eficiência no consumo de potência.

Objetivos

Após o estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Descrever como funcionam os reguladores *shunt*.
- Descrever como funcionam os reguladores série.
- Explicar a operação e as características dos CIs reguladores.
- Explicar como funcionam os conversores cc-cc.
- Enunciar as finalidades e as funções dos circuitos reforçador de corrente e limitador de corrente.
- Descrever as três topologias básicas de reguladores chaveados.

Resumo do Capítulo

24-1 Características de Fonte de Alimentação

24-2 Reguladores *Shunt*

24-3 Reguladores Série

24-4 Reguladores Lineares Monolíticos

24-5 Reforçadores de Corrente

24-6 Conversores CC-CC

24-7 Reguladores Chaveados

Vocabulário

CI regulador de tensão
conversor cc-cc
desligamento térmico
divisor de fase
interferência eletromagnética (EMI)
interferência de radiofreqüência (RFI)
limitação de corrente
limitação por retrocesso de corrente
proteção de curto-circuito
regulador *boost*
regulador *buck-boost*
regulador *buck*
reforçador de corrente
regulador chaveado
regulação de carga
regulação de linha
regulador *shunt*
resistor sensor de corrente
tensão de desligamento
tensão de margem de operação
transistor de passagem
transistor externo
topologia

24-1 Características de Fonte de Alimentação

A qualidade de uma fonte de alimentação depende da regulação de carga, regulação de linha e da resistência de saída. Nesta seção, analisaremos essas características porque são normalmente usadas em folhas de dados para especificar as fontes de alimentação.

Regulação de Carga

A Figura 24-1 mostra um retificador em ponte com um filtro capacitivo. Alterando a resistência de carga, altera-se a tensão de carga. Se reduzimos a resistência de carga, obtemos mais *ripple* (ondulação) e uma queda de tensão adicional ocorre no enrolamento do transformador e nos diodos. Por isso, um aumento na corrente de carga sempre diminui a tensão de carga.

A **regulação de carga** indica quanto a tensão de carga varia quando a corrente de carga varia. A definição para regulação de carga é:

$$\textbf{Regulação de carga} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\% \qquad \textbf{(24-1)}$$

onde V_{NL} = tensão de carga sem corrente de carga
V_{FL} = tensão de carga com corrente de carga máxima

Com essa definição, V_{NL} ocorre quando a corrente de carga é zero e V_{FL} ocorre quando a corrente de carga é máxima.

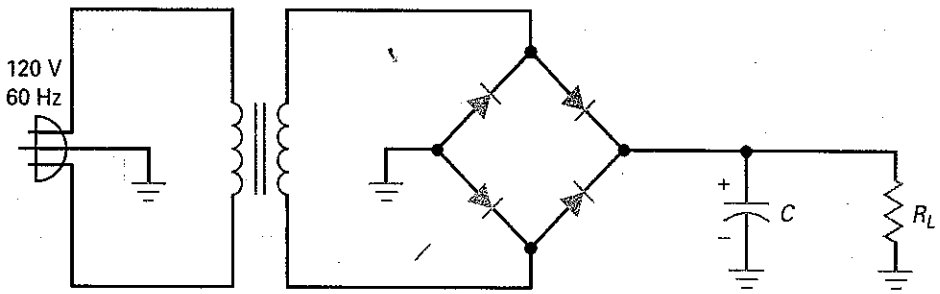
Por exemplo, suponha que a fonte de alimentação da Figura 24-1 tenha esses valores:

V_{NL} = 10,6 V para $I_L = 0$
V_{FL} = 9,25 V para I_L = 1 A

Então, a Equação (24-1) nos fornece:

$$\text{Regulação de carga} = \frac{10{,}6\text{V} - 9{,}25\text{V}}{9{,}25\text{V}} \times 100\% = 14{,}6\%$$

Figura 24–1 Fonte de alimentação com filtro capacitivo.



$$\text{Regulação de carga} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\%$$

V_{NL} = Tensão de carga sem corrente de carga

V_{FL} = Tensão de carga com corrente de carga máxima

$$\text{Regulação de linha} = \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \times 100\%$$

V_{LL} = Tensão de carga com tensão de linha baixa

V_{HL} = Tensão de carga com tensão de linha alta

Quanto menor a regulação de carga, melhor a fonte de alimentação. Por exemplo, uma fonte de alimentação bem regulada pode ter uma regulação de carga menor que 1%. Isso significa que a tensão de carga varia menos que 1% ao longo da faixa completa da corrente de carga.

Regulação de Linha

Na Figura 24-1, a tensão de linha de entrada tem um valor nominal de 120 V. A tensão real que sai da tomada varia de 105 V rms a 125 V rms, dependendo da hora do dia, localização e outros fatores. Como a tensão no secundário é diretamente proporcional à tensão de linha, a tensão de carga na Figura 24-1 varia quando a tensão de linha varia.

Uma outra forma de especificar a qualidade de uma fonte de alimentação é pela sua **regulação de linha**, definida como:

$$\textbf{Regulação de linha} = \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \times 100\% \qquad \textbf{(24-2)}$$

onde V_{HL} = tensão de carga com a linha alta
V_{LL} = tensão de carga com a linha baixa

Por exemplo, suponha que a fonte de alimentação da Figura 24-1 tenha as seguintes medidas:

V_{LL} = 9,2 V para uma tensão de linha de 105 V rms
V_{HL} = 11,2 V para uma tensão de linha de 125 V rms

Então, a Equação (24-2) nos fornece:

$$\text{Regulação de linha} = \frac{11{,}2\text{V} - 9{,}2\text{V}}{9{,}2\text{V}} \times 100\% = 21{,}7\%$$

Assim como com a regulação de carga, quanto menor a regulação de linha, melhor a fonte de alimentação. Por exemplo, uma fonte de alimentação bem regulada pode ter uma regulação de linha menor que 0,1% quando a tensão de linha varia de 105 V rms a 125 V rms.

Resistência de Saída

A resistência de Thévenin ou de saída de uma fonte de alimentação determina a regulação de carga. Se uma fonte de alimentação tem uma resistência de saída baixa, sua regulação de carga também é baixa. Eis uma forma de calcular a resistência de saída:

$$R_{TH} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{I_{FL}} \qquad \textbf{(24-3)}$$

Por exemplo, aqui estão os valores dados anteriormente para a Figura 24-1:

V_{NL} = 10,6 V para $I_L = 0$
V_{FL} = 9,25 V para V_L = 1 A

Para essa fonte de alimentação, a resistência de saída é:

$$R_{TH} = \frac{10{,}6\text{ V} - 9{,}25\text{ V}}{1\text{ A}} = 1{,}35\,\Omega$$

A Figura 24-2 mostra um gráfico da tensão de carga *versus* a corrente de carga. Como podemos ver, a tensão de carga diminui quando a corrente de carga aumenta. A variação na tensão de carga ($V_{NL} - V_{FL}$) dividida pela variação na corrente de carga (I_{FL}) é igual à resistência de saída da fonte de alimentação. A resistência de saída está relacionada à inclinação desse gráfico. Quanto mais horizontal o gráfico, menor a resistência de saída.

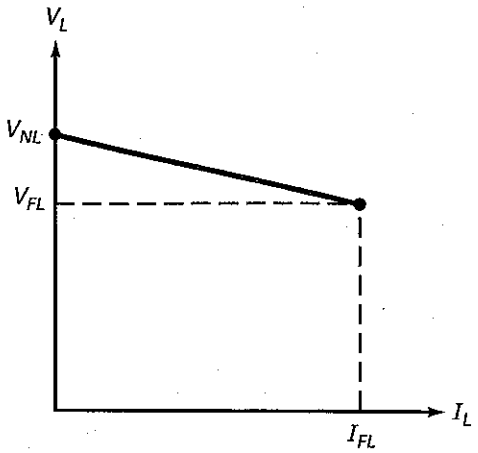
Na Figura 24-2, a corrente de carga máxima I_{FL} ocorre quando a resistência de carga é mínima. Por isso, uma expressão equivalente para a regulação de carga é:

É BOM SABER

A Equação (24-3) também pode ser mostrada como:

$$R_{TH} = \frac{V_{NL} - V_{RL}}{V_{FL}} \times R_L$$

Figura 24–2 Gráfico da tensão de carga *versus* a corrente de carga.



$$R_{TH} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{I_{FL}}$$

V_{NL} = Tensão de carga sem corrente de carga

V_{FL} = Tensão de carga com corrente máxima

I_{FL} = Corrente de carga máxima

$$\textbf{Regulação de carga} = \frac{R_{TH}}{R_{L(\text{mín})}} \times 100\% \qquad (24\text{-}4)$$

Por exemplo, se uma fonte de alimentação tem uma resistência de saída de 1,5 Ω e uma resistência de carga mínima de 10 Ω, ela tem uma regulação de carga de:

$$\text{Regulação de carga} = \frac{1{,}5\,\Omega}{10\,\Omega} \times 100\% = 15\%$$

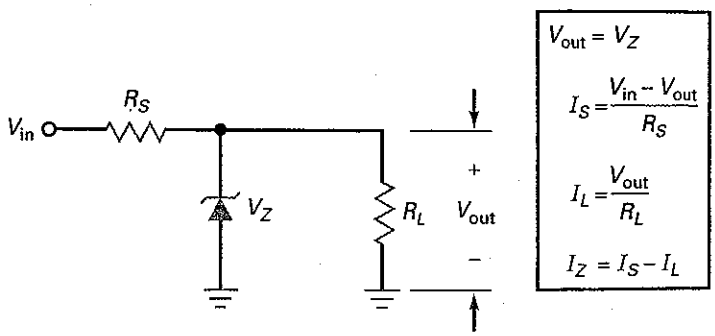
24-2 Reguladores *Shunt*

A regulação de linha e a regulação de carga de uma fonte de alimentação não regulada são muito altas para a maioria das aplicações. Usando um regulador de tensão entre a fonte de alimentação e a carga, podemos melhorar significativamente as regulações de linha e carga. Um regulador de tensão linear usa um dispositivo que opera na região linear para manter a tensão na carga constante. Existem dois tipos fundamentais de reguladores lineares: os tipos *shunt* (paralelo) e série. Com o tipo *shunt*, o dispositivo de regulação fica em paralelo com a carga.

Regulador Zener

O **regulador *shunt*** mais simples é o circuito com diodo Zener como o da Figura 24-3. Conforme discutido no Capítulo 5, o diodo Zener opera na região de ruptura, produzindo uma tensão de saída igual à tensão Zener. Quando a corrente de carga varia, a corrente no diodo Zener aumenta ou diminui para manter a corrente através de R_S constante. Em qualquer regulador *shunt*, uma variação na corrente de carga é complementada por uma variação oposta na corrente *shunt*. Se a corrente

Figura 24–3 O regulador Zener é um regulador *shunt*.



É BOM SABER

Na Figura 24-3, é importante lembrar que V_{out} varia ligeiramente quando a corrente Zener varia. A variação em V_{out} pode ser determinada por $\Delta V_{out} = \Delta I_Z R_Z$, onde R_Z representa a impedância Zener.

de carga aumenta em 1 mA, a corrente *shunt* diminui em 1 mA. Reciprocamente, se a corrente de carga diminui em 1 mA, a corrente *shunt* aumenta em 1 mA.

Conforme mostra a Figura 24-3, a equação para a corrente através do resistor série é:

Essa corrente série é igual à *corrente de entrada* para o regulador *shunt*. Quando a tensão de entrada é constante, a corrente de entrada é quase constante quando a corrente de carga varia. Assim podemos reconhecer qualquer regulador *shunt*. Uma variação na corrente de carga quase não tem efeito na corrente de entrada.

Uma questão final: na Figura 24-3, a corrente de carga máxima com regulação ocorre quando a corrente Zener é quase zero. Portanto, a corrente de carga máxima na Figura 24-3 é igual à corrente de entrada. Isso é válido para qualquer regulador *shunt*. A corrente de carga máxima com uma tensão de saída regulada é igual à corrente de entrada.

Tensão Zener Mais a Queda de Tensão de um Diodo

Para grandes correntes de carga, a regulação de carga de um regulador Zener como o da Figura 24-3 piora (aumenta) porque a variação na corrente através da resistência Zener pode variar a tensão de saída significativamente. Uma forma de melhorar a regulação de carga para grandes correntes de carga é acrescentar um transistor ao circuito, como mostra a Figura 24-4. Com esse regulador *shunt*, a tensão na carga é igual a:

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} \tag{24-5}$$

Eis como o circuito mantém a tensão de saída constante: se a tensão de saída tende a aumentar, o aumento é acoplado através do diodo Zener à base do transistor. Uma tensão de base maior produz uma maior corrente de coletor através de R_S. A queda de tensão maior em R_S desloca a maior parte da tentativa de aumento na tensão de saída. A única alteração perceptível será um pequeno aumento na tensão de saída.

Reciprocamente, se a tensão de saída tende a diminuir, a tensão realimentada para a base reduz a corrente de coletor e ocorre uma menor queda de tensão em R_S. Novamente, a tentativa de alteração na tensão de saída é deslocada como uma variação oposta na tensão no resistor série. Dessa vez, a única variação perceptível é uma ligeira diminuição na tensão de saída.

Tensão de Saída Maior

A Figura 24-5 mostra um outro regulador *shunt*. Esse circuito tem a vantagem de ser capaz de usar uma tensão Zener com um baixo coeficiente de temperatura (entre 5 V e 6 V). A tensão de saída regulada terá aproximadamente o mesmo coeficiente de temperatura que o do diodo Zener, porém será maior.

Figura 24–4 Regulador *shunt* melhorado.

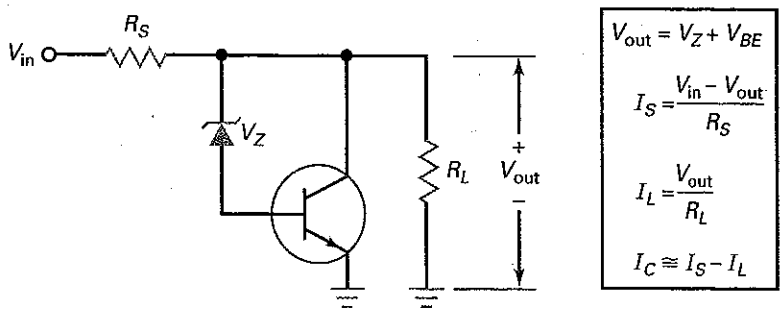
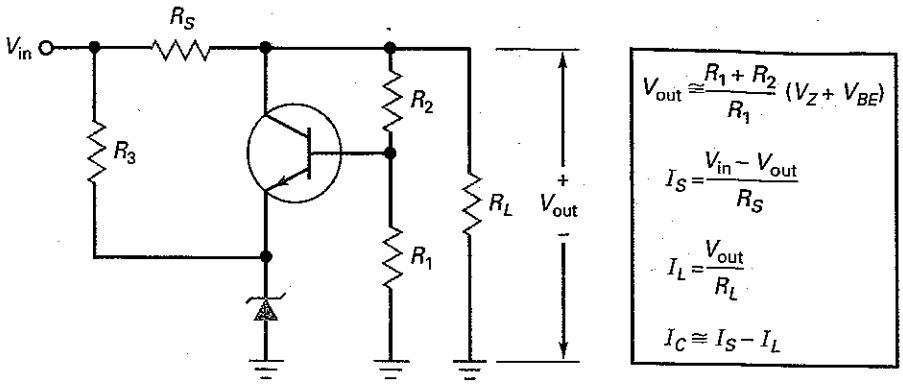


Figura 24–5 Regulador *shunt* com tensão de saída maior.



A realimentação negativa é similar ao procedimento de regulação. Qualquer tentativa de variação na tensão de saída é realimentada no transistor, cuja saída compensa quase que completamente a tentativa de variação na tensão de saída. O resultado é uma tensão de saída que varia muito menos do que poderia acontecer sem a realimentação negativa.

A tensão na base é dada por:

$$V_B \cong \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

Essa equação é aproximada porque não inclui o efeito de carga da corrente de base no divisor de tensão. Geralmente, a corrente de base é pequena o suficiente para ser ignorada. Isolando a tensão de saída na equação anterior, obtemos:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_B$$

Na Figura 24-5, a tensão de base é a soma da tensão Zener mais a queda em V_{BE}:

$$V_B = V_Z + V_{BE}$$

Substituindo esse valor na equação anterior, temos:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE}) \qquad \textbf{(24-6)}$$

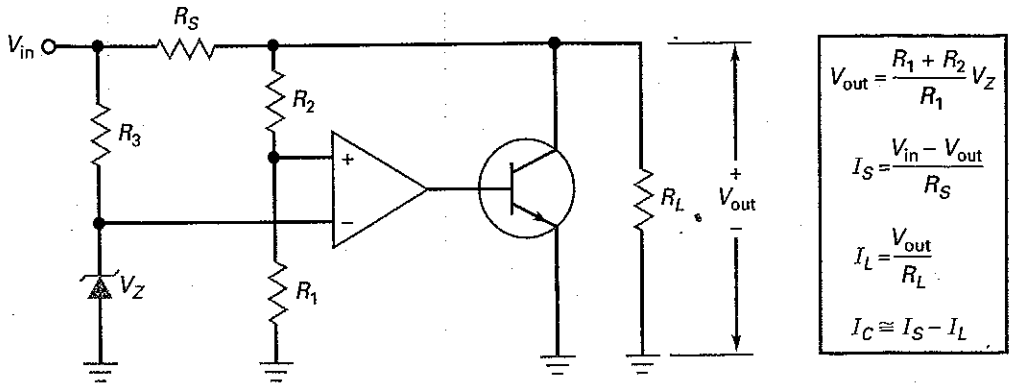
A Figura 24-5 mostra as equações para análise do circuito. A equação para a corrente do coletor é uma aproximação porque ela não inclui a corrente através do divisor de tensão (R_1 e R_2). Para manter a eficiência do regulador a mais alta possível, um projetista normalmente faz com que R_1 R_2 tenham os valores maiores que a resistência de carga. Como resultado, a corrente no divisor de tensão é geralmente pequena o suficiente para ser desconsiderada numa análise preliminar.

A desvantagem desse regulador é que qualquer variação em V_{BE} se traduz numa variação na tensão de saída. Embora útil em aplicações simples, o circuito da Figura 24-5 pode ser melhorado.

Regulação Melhorada

Uma forma de reduzir o efeito de V_{BE} na tensão de saída é com o regulador *shunt* da Figura 24-6. O diodo Zener mantém a entrada inversora do amp-op numa tensão constante. O divisor de tensão consiste em R_1 e R_2 exibindo a tensão de carga e retornando uma tensão de realimentação na entrada não inversora. A saída de amp-op aciona a base do transistor *shunt*. Devido à realimentação negativa, a tensão de saída é mantida quase constante independentemente de variações de linha e carga.

Figura 24-6 Regulador *shunt* com realimentação negativa.



Por exemplo, se a tensão de carga tenta aumentar, o sinal de realimentação na entrada não-inversora aumenta. A saída do amp-op aciona a base aumentando a corrente de coletor. A maior corrente de coletor através de R_S produz uma tensão maior nele, o que compensa a maior parte da tentativa de aumento na tensão de carga. Uma correção similar ocorre quando a tensão de carga tenta diminuir. Em resumo, qualquer tentativa de variação na tensão de saída é compensada pela realimentação negativa.

Na Figura 24-6, o alto ganho de tensão do amp-op elimina V_{BE} da Equação (24-6), (uma situação similar aos circuitos com diodo ativo discutido no Capítulo 22). Por isso, a tensão de carga é dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z \tag{24-7}$$

Proteção Contra Curto-Circuito

Uma vantagem dos reguladores *shunt* é que eles têm uma **proteção contra curto-circuito** inerente. Por exemplo, se deliberadamente colocarmos um curto-circuito nos terminais da carga na Figura 24-6, nenhum dos componentes do regulador *shunt* será danificado. Tudo o que acontece é que a corrente de entrada aumenta para:

$$I_S = \frac{V_{in}}{R_S}$$

Essa corrente não é grande o suficiente para danificar qualquer um dos componentes em um regulador *shunt* típico.

Eficiência

Uma forma de comparar reguladores de projetos diferentes é pelo parâmetro *eficiência*, definido como:

$$\textbf{Eficiência} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \tag{24-8}$$

onde P_{out} é a potência na carga ($V_{out}I_L$) e P_{in} é a potência de entrada ($V_{in}I_{in}$). A diferença entre P_{in} e P_{out} é P_{reg}, a potência consumida pelos componentes do regulador:

$$P_{reg} = P_{in} - P_{out}$$

Nos reguladores *shunt* das figuras 24-4 a 24-6, a dissipação de potência de R_S do transistor representa a maior parte da potência consumida pelo regulador.

Exemplo 24-1

MultiSim

Na Figura 24-4, $V_{in} = 15$ V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 9{,}1$ V, $V_{BE} = 0{,}8$ V e $R_L = 40\ \Omega$. Quais são os valores da tensão de saída, corrente de saída, corrente na carga e corrente no coletor?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 24-4, podemos calcular os seguintes parâmetros:

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} = 9{,}1\text{ V} + 0{,}8\text{ V} = 9{,}9\text{ V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\text{ V} - 9{,}9\text{ V}}{10\ \Omega} = 510\text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}9\text{ V}}{40\ \Omega} = 248\text{ mA}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 510\text{ mA} - 248\text{ mA} = 262\text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-1 Repita o Exemplo 24-1 com $V_{in} = 12$ V e $V_Z = 6{,}8$ V.

Exemplo 24-2

O regulador *shunt* da Figura 24-5 tem os seguintes valores: V_{in} 15 V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 6{,}2$ V, $V_{BE} = 0{,}81$ V e $R_L = 40\ \Omega$. Se $R_1 = 750\ \Omega$ e $R_2 = 250\ \Omega$, quais são os valores aproximados da tensão de saída, corrente de entrada, corrente de carga e corrente de coletor?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 24-5:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE})$$

$$= \frac{750\ \Omega + 250\ \Omega}{750\ \Omega}(6{,}2\text{ V} + 0{,}81\text{ V}) = 9{,}35\text{ V}$$

A tensão de saída exata será ligeiramente maior que essa por causa da corrente de base em R_2. As correntes aproximadas são:

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\text{ V} - 9{,}35\text{ V}}{10\ \Omega} 565\text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}35\text{ V}}{40\ \Omega} = 234\text{ mA}$$

$$I_L \cong I_S - I_L = 565\text{ mA} - 234\text{ mA} = 331$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-2 Sendo $V_Z = 7{,}5$ V, repita o Exemplo 24-2.

Exemplo 24-3

Qual a eficiência aproximada no exemplo anterior? Quanto de potência o regulador dissipa?

SOLUÇÃO A tensão de carga é aproximadamente 9,35 V e a corrente de carga é aproximadamente 234 mA. A potência na carga é:

$$P_{out} = V_{out}I_L = (9{,}35\text{ V})(234\text{ mA}) = 2{,}19\text{ W}$$

Na Figura 24-5, a corrente de entrada é:

$$I_{in} = I_S + I_3$$

Em um regulador *shunt* bem projetado, I_S é muito maior que I_3 para manter a eficiência alta. Portanto, a potência de entrada é:

$$P_{in} = V_{in}I_{in} \cong V_{in}I_S = (15\text{ V})(565\text{ mA}) = 8{,}48\text{ W}$$

A eficiência do regulador é:

$$\text{Eficiência} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{2{,}19\text{ W}}{8{,}48\text{ W}} \times 100\% = 25{,}8\%$$

Essa eficiência é baixa comparada com a eficiência de outros reguladores a serem discutidos (reguladores série e chaveado). Baixa eficiência é uma desvantagem de um regulador *shunt*. A baixa eficiência ocorre por causa da dissipação de potência no resistor série e no transistor *shunt*, que vale:

$$P_{reg} = P_{in} - P_{out} \cong 8{,}48\text{ W} - 2{,}19\text{ W} = 6{,}29\text{ W}$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-3 Repita o Exemplo 24-3 com $V_Z = 7{,}5$ V.

Exemplo 24-4

O regulador *shunt* da Figura 24-6 tem os seguintes valores para o circuito: V_{in} = 15 V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 6{,}8$ V e $R_L = 40\ \Omega$. Se $R_1 = 7{,}5\text{ k}\Omega$ e $R_2 = 2{,}5\text{ k}\Omega$, quais são os valores aproximados da tensão de saída, da corrente de entrada, da corrente de carga e da corrente de coletor?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 24-6:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1'} V_Z = \frac{7{,}5\text{ k}\Omega + 2{,}5\text{ k}\Omega}{7{,}5\text{ k}\Omega}(6{,}8\text{V}) = 9{,}07\text{V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\text{ V} - 9{,}07\text{ V}}{10\ \Omega} = 593\text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}07\text{ V}}{40\ \Omega} = 227\text{ mA}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 593\text{ mA} - 227\text{ mA} = 366\text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-4 Usando o Exemplo 24-4, troque V_{in} para 12 V e calcule a o valor aproximado da corrente de coletor do transistor. Qual a potência aproximada dissipada por R_S?

Exemplo 24-5

Calcule a corrente de carga máxima para os Exemplos 24-1, 24-2 e 24-4.

SOLUÇÃO Conforme discutido, qualquer regulador *shunt* tem uma corrente de carga máxima aproximadamente igual à corrente em R_S. Como já havíamos calculado I_S nos Exemplos 24-1, 24-2 e 24-4, as correntes de carga máximas são:

$$I_{máx} = 510 \text{ mA}$$
$$I_{máx} = 565 \text{ mA}$$
$$I_{máx} = 593 \text{ mA}$$

Exemplo 24-6

Quando o regulador *shunt* da Figura 24-5 é montado e testado, os seguintes valores são medidos: $V_{NL} = 9{,}91$ V, $V_{FL} = 9{,}81$ V, $V_{HL} = 9{,}94$ V e $V_{LL} = 9{,}79$ V. Qual a regulação de carga? Qual a regulação de linha?

SOLUÇÃO

$$\text{Regulação de carga} = \frac{9{,}91\text{ V} - 9{,}81\text{ V}}{9{,}81\text{ V}} \times 100\% = 1{,}02\%$$

$$\text{Regulação de linha} = \frac{9{,}94\text{ V} - 9{,}79\text{ V}}{9{,}79\text{ V}} \times 100\% = 1{,}53\%$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-6 Repita o Exemplo 24-6 usando os seguintes valores: $V_{NL} = 9{,}91$ V, $V_{FL} = 9{,}70$ V, $V_{HL} = 10{,}0$ V e $V_{LL} = 9{,}68$ V.

24-3 Reguladores Série

A desvantagem de um regulador *shunt* é a sua baixa eficiência, causada pela grande potência perdida no resistor série e no transistor *shunt*. Quando a eficiência não é importante, os reguladores *shunt* podem ser usados porque têm a vantagem da simplicidade.

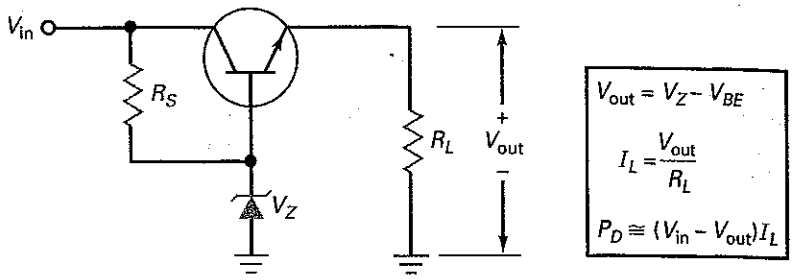
Eficiência Melhor

Quando a eficiência é importante, um regulador série ou um regulador chaveado pode ser usado. Um regulador chaveado é o mais eficiente de todos os reguladores de tensão. Ele tem uma eficiência com carga máxima de cerca de 75% a mais de 95%. Porém um regulador chaveado gera ruídos produzindo **interferência de radiofreqüência (RFI)**, provocada pela comutação do transistor entre ligado (*on*) e desligado (*off*) de 10 Hz a mais de 100 kHz. Uma outra desvantagem é que o regulador chaveado é o regulador mais complicado de ser projetado e construído.

Por outro lado, o regulador série é *silencioso* (gera pouco ruído) porque seu transistor opera sempre na região linear. Além disso, um regulador série é relativamente simples de ser projetado e montado em comparação com o regulador chaveado. Finalmente, um regulador série tem eficiência com carga máxima de 50% a 70%, boa o suficiente para a maioria das aplicações nas quais a potência de carga é menor que 10 W.

Devido às razões anteriores, os reguladores série têm surgido como a escolha preferencial para a maioria das aplicações quando a potência na carga não é muito alta. Sua relativa simplicidade, operação silenciosa (pouco ruído) e uma

Figura 24–7 O seguidor Zener é um regulador série.



dissipação aceitável de potência no transistor torna-o a escolha natural para muitas aplicações. O restante desta seção discute o regulador série.

Seguidor Zener

O regulador série mais simples é o seguidor Zener da Figura 24-7. Conforme discutido no Capítulo 11, o diodo Zener opera na região de ruptura, produzindo uma tensão de base igual à tensão Zener. O transistor é conectado como um seguidor de emissor. Portanto, a tensão de carga é igual a:

$$V_{out} = V_Z - V_{BE} \tag{24-9}$$

Se a tensão de linha ou a corrente de carga mudam, a tensão Zener e a tensão base-emissor alteram apenas ligeiramente. Por isso, a tensão de saída mostra apenas uma pequena alteração para grandes alterações na tensão de linha ou corrente de carga.

Com um regulador série, a corrente de carga é aproximadamente igual à corrente de entrada porque a corrente em R_S é geralmente pequena o suficiente para ser ignorada numa análise preliminar. O transistor de um regulador série é denominado **transistor de passagem** porque toda a corrente de carga passa através dele.

Um regulador série é mais eficiente que um regulador *shunt* porque substituímos um resistor série por um transistor de passagem. Agora, a única perda de potência significativa é no transistor. A busca de uma maior eficiência é a principal razão da preferência do regulador série sobre o regulador em paralelo quando correntes de carga maiores são necessárias.

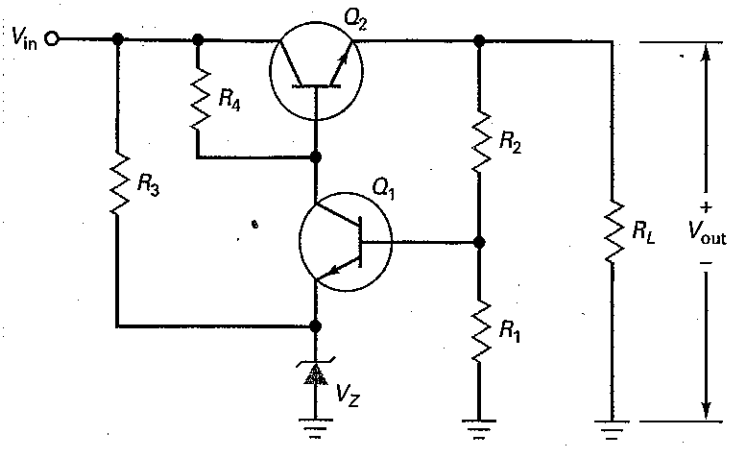
Lembre-se de que o regulador *shunt* tem uma corrente de entrada constante enquanto a corrente de carga varia. O regulador série é diferente porque sua corrente de entrada é aproximadamente igual à corrente de carga. Quando a corrente de carga varia em um regulador série, a corrente de entrada varia a mesma quantidade. É assim que reconhecemos as variações de projeto de reguladores *shunt* e série. Nos reguladores *shunt*, a corrente de entrada é constante quando a corrente de carga varia, ao passo que no regulador série ela varia quando a corrente de carga varia.

Regulador de Dois Transistores

A Figura 24-8 mostra o regulador série de dois transistores discutido no Capítulo 11. Se V_{out} tenta aumentar devido a um aumento na tensão de linha ou um aumento na resistência de carga, mais tensão é realimentada na base de Q_1. Isso produz uma grande corrente de coletor de Q_1 através de R_4 e menos tensão de base em Q_2. A tensão de base reduzida no seguidor de emissor Q_2 quase compensa toda a tentativa de aumento na tensão de saída.

De forma similar, se a tensão de saída tentar diminuir por causa de uma diminuição na tensão de linha ou uma diminuição na resistência de carga, haverá menos tensão de realimentação na base de Q_1. Isso produz mais tensão na base de Q_2, o que aumenta a tensão de saída e compensa quase completamente a tentativa de diminuição na tensão de saída. O efeito líquido é apenas uma ligeira diminuição na tensão de saída.

Figura 24–8 Regulador série discreto.



$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE})$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L}$$

$$P_D \cong (V_{in} - V_{out})I_L$$

Tensão de Saída

Conforme discutido no Capítulo 11, a tensão de saída na Figura 24-8 é dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE}) \tag{24-10}$$

Com um regulador série como o da Figura 24-8, podemos usar uma tensão Zener baixa (5 V a 6 V) onde o coeficiente de temperatura se aproxima de zero. A tensão de saída tem aproximadamente o mesmo coeficiente de temperatura da tensão Zener.

Tensão de Margem de Operação, Dissipação de Potência e Eficiência

Na Figura 24-8, a **tensão de margem de operação** é definida como a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída:

$$\textbf{Tensão de margem de operação} = V_{in} - V_{out} \tag{24-11}$$

A corrente no transistor de passagem da Figura 24-8 é igual a:

$$I_C = I_L + I_2$$

onde I_2 é a corrente em R_2. Para manter a eficiência alta, o projetista faz com que I_2 seja muito menor que a corrente de carga máxima I_L. Portanto, podemos ignorar I_2 para grandes correntes de carga e escrever:

$$I_C \cong I_L$$

Para grandes correntes de carga, a dissipação de potência no transistor de passagem é dada pelo produto da tensão de margem de operação pela corrente de carga:

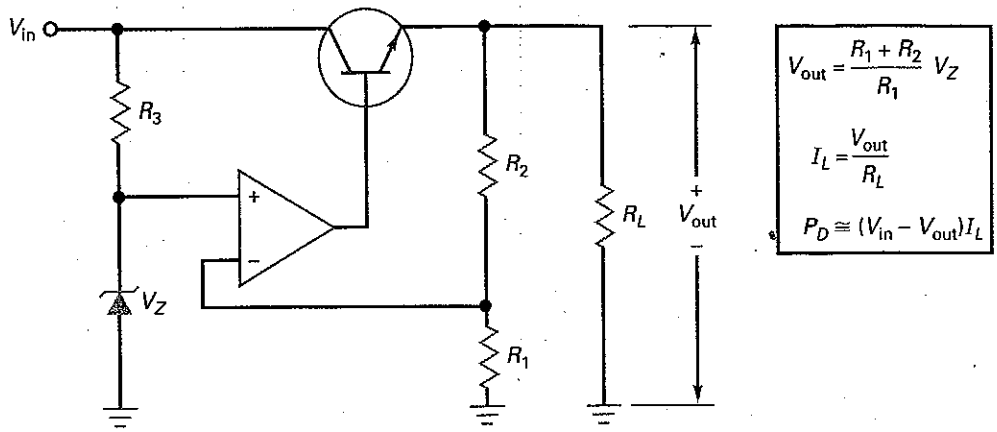
$$P_D \cong (V_{in} - V_{out})I_L \tag{24-12}$$

A dissipação de potência no transistor de passagem é muito grande em alguns reguladores série. Nesse caso, um dissipador de calor grande é usado. Algumas vezes, um ventilador é necessário para remover o excesso de calor de dentro do equipamento fechado.

Na corrente de carga máxima, a maior parte da dissipação de potência do regulador está no transistor de passagem. Como a corrente no transistor de passagem é aproximadamente igual à corrente de carga, a eficiência é dada por:

$$\textbf{Eficiência} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\% \tag{24-13}$$

Figura 24–9 Regulador série com realimentação negativa.



Com essa aproximação, a melhor eficiência ocorre quando a tensão de saída é quase tão grande quanto a tensão de entrada. Isso implica que quanto menor a tensão de margem de operação, melhor a eficiência.

Para melhorar a operação de um regulador série, normalmente uma conexão Darlington é usada no transistor de passagem. Isso nos permite usar um transistor de baixa potência para acionar um transistor de alta potência. A conexão Darlington nos permite ter maiores valores de R_1 a R_4 para melhorar a eficiência.

Regulação Melhorada

A Figura 24-9 mostra como podemos usar um amp-op para obter uma melhor regulação. Se a tensão de saída tenta aumentar, mais tensão é realimentada na entrada inversora. Isso reduz a saída do amp-op, a tensão de base do transistor de passagem e a tentativa de aumento da tensão de saída. Se a tensão de saída tenta diminuir, menos tensão é realimentada no amp-op, aumentando a tensão de base do transistor de passagem, o qual compensa quase completamente a tentativa de diminuição da tensão de saída.

A dedução da tensão de saída é quase a mesma que a do regulador da Figura 24-8, exceto que o alto ganho de tensão do amp-op elimina V_{BE} da equação. Por isso, a tensão na carga é dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z \tag{24-14}$$

Na Figura 24-9, o amp-op é usado como um amplificador não-inversor com um ganho de tensão de malha fechada de:

$$A_{v(CL)} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{24-15}$$

A tensão de entrada a ser amplificada é a tensão Zener. Por isso algumas vezes vemos a Equação (24-14) escrita como:

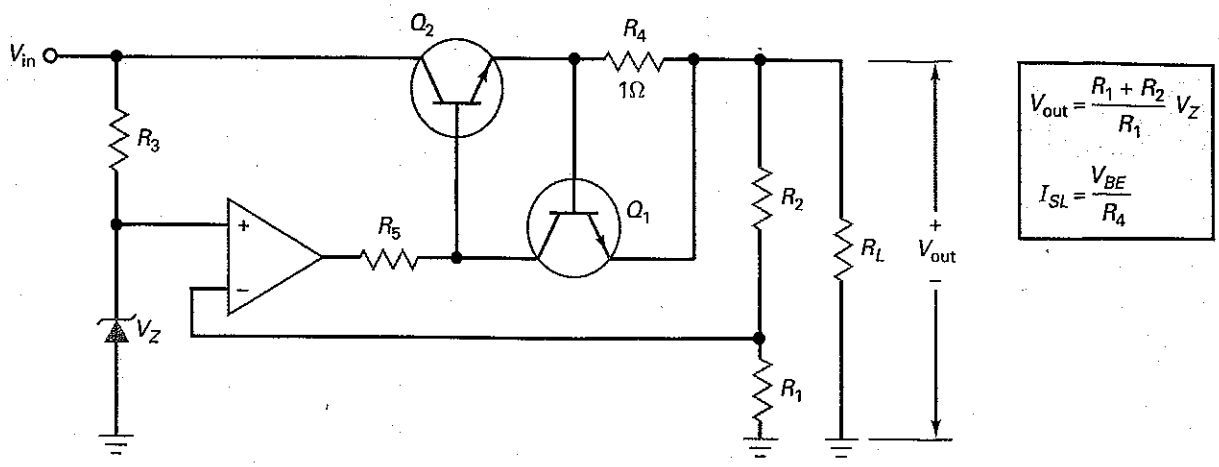
$$V_{out} = A_{v(CL)} V_Z \tag{24-16}$$

Por exemplo, se $A_{V(CL)} = 2$ e $V_Z = 5{,}6$ V, a tensão de saída é 11,2 V.

Limitação de Corrente

Diferentemente do regulador *shunt*, o regulador série da Figura 24-9 não tem *proteção contra curto-circuito*. Se acidentalmente colocarmos um curto-circuito nos terminais da carga, a corrente de carga tentará se aproximar do infinito, o que destruirá o transistor de passagem. Ela pode também destruir um ou mais diodos na fonte de alimentação não regulada que aciona o regulador série. Para proteger a fonte contra um curto-circuito acidental nos terminais da carga, os reguladores série geralmente incluem uma forma de circuito de **limitação de corrente**.

Figura 24–10 Regulador série com limitação de corrente.



A Figura 24-10 mostra uma forma de limitar a corrente de carga em um valor seguro. R_4 é um resistor de pequeno valor denominado **resistor sensor de corrente**. Para a nossa discussão, usaremos um R_4 de 1 Ω. Como a corrente de carga tem que passar através de R_4, o resistor sensor de corrente produz a tensão base-emissor de Q_1.

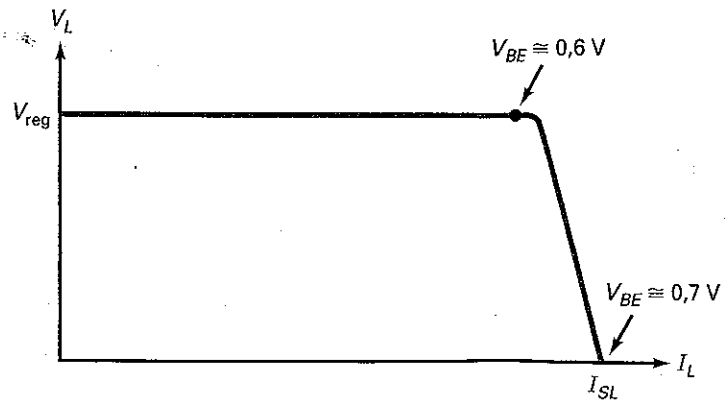
Quando a corrente de carga é menor que 600 mA, a tensão em R_4 é menor que 0,6 V. Nesse caso, Q_1 está em corte e o regulador funciona conforme descrito antes. Quando a corrente de carga estiver entre 600 mA e 700 mA, a tensão em R_4 estará entre 0,6 V e 0,7 V. Isso liga Q_1. A corrente de coletor de Q_1 passa em R_5. Isso faz diminuir a tensão na base de Q_2, o que reduz a tensão e a corrente de carga.

Quando a carga é um curto-circuito, Q_1 conduz intensamente fazendo com que a tensão na base de Q_2 caia a aproximadamente 1,4 V (duas quedas de V_{BE} acima de GND). A corrente através do transistor de passagem é tipicamente limitada em 700 mA. Ela pode ser ligeiramente maior ou menor que esse valor, dependendo das características dos dois transistores.

A propósito, o resistor R_5 é acrescentado ao circuito porque a impedância de saída do amp-op é muito baixa (tipicamente 75 Ω). Sem R_5, o transistor sensor de corrente não teria um ganho de tensão suficiente para produzir a limitação de corrente. O projetista seleciona um valor de R_5 alto o suficiente para gerar um ganho de tensão no transistor de passagem. Os valores típicos de R_5 são de algumas centenas a alguns milhares de ohms.

A Figura 24-11 resume o conceito de limitação de corrente. Como uma aproximação, o gráfico mostra 0,6 V como a tensão na qual a limitação de corrente começa e 0,7 V como a tensão sob a condição de carga em curto-circuito. Quando a corrente de carga é pequena, a tensão de saída é regulada e tem um valor de

Figura 24–11 Gráfico da tensão de carga *versus* a corrente de carga com uma limitação de corrente simples.



É BOM SABER

Em fontes de alimentação comerciais, R_4 na Figura 24-10 é normalmente um resistor variável. Isso permite ao usuário ajustar a corrente máxima de saída para uma aplicação em particular.

V_{reg}. Quando I_L aumenta, a tensão de carga permanece constante até que V_{BE} seja aproximadamente 0,6 V. Além desse ponto, Q_1 liga e a limitação de corrente atua. Aumentos posteriores em I_L diminuem a tensão de carga, perdendo a regulação. Quando a carga está em curto-circuito, a corrente de carga é limitada no valor de I_{SL}, a corrente de carga com os *terminais da carga em curto-circuito*.

Quando os terminais da carga estão em curto-circuito na Figura 24-10, a corrente de carga é dada por:

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4} \tag{24-17}$$

onde V_{BE} pode ser aproximadamente 0,7 V. Para intensas correntes de carga, o V_{BE} do transistor sensor de corrente pode algumas vezes ser maior. Usamos um R_4 de 1 Ω na nossa discussão. Alterando o valor de R_4, podemos obter uma limitação de corrente em qualquer valor. Por exemplo, se $R_4 = 10\ \Omega$, a limitação de corrente começa em aproximadamente 60 mA com uma corrente de carga em curto-circuito de aproximadamente 70 mA.

Limitação por Retrocesso de Corrente

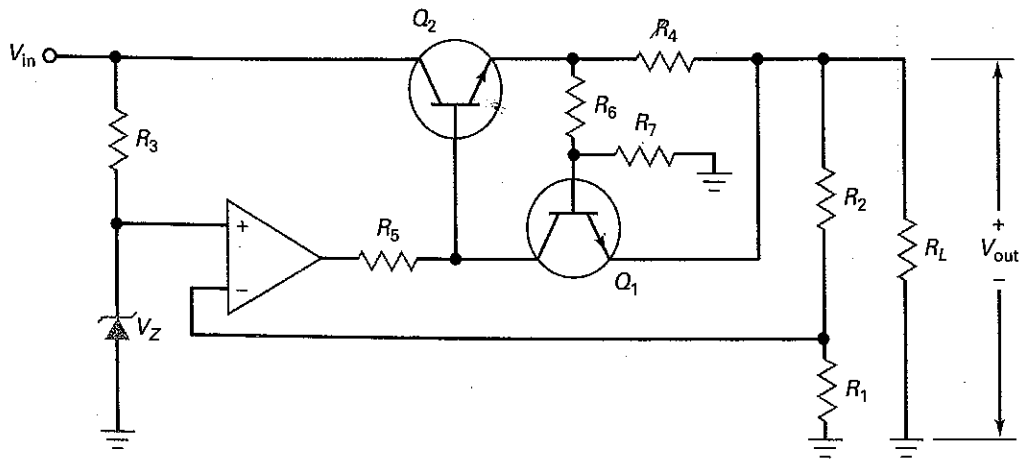
A limitação de corrente é uma grande melhoria no regulador porque essa ação protege o transistor de passagem e os diodos retificadores no caso de os terminais de carga serem acidentalmente colocados em curto-circuito. Porém tem a desvantagem de uma grande dissipação de potência no transistor de passagem quando os terminais da carga estão em curto-circuito. Nessa situação, quase toda a tensão de entrada aparece no transistor de passagem.

Para evitar dissipação excessiva de potência no transistor de passagem na condição de carga em curto-circuito, o projetista pode acrescentar uma **limitação por retrocesso de corrente** (Figura 24-12). A tensão no resistor sensor de corrente R_4 alimenta um divisor de tensão (R_6 e R_7) cuja saída aciona a base de Q_1. Ao longo da maior faixa de corrente de carga, a tensão na base de Q_1 é menor que a tensão no emissor, sendo V_{BE} negativa. Isso mantém Q_1 em corte.

Entretanto, quando a corrente de carga é suficientemente grande, a tensão na base de Q_1 torna-se maior que a tensão no emissor. Quando V_{BE} está entre 0,6 V e 0,7 V, a limitação de corrente é ativada. Além desse ponto, diminuições posteriores na resistência de carga fazem com que a corrente retroceda (diminua). Como resultado, a corrente de carga em curto-circuito é muito menor do que seria sem a limitação por retrocesso.

A Figura 24-13 mostra como a tensão de saída varia com a corrente de carga. A tensão de carga é constante até o valor máximo de $I_{máx}$. Nesse ponto, começa a limitação de corrente. Quando a resistência de carga diminui ainda mais, a corrente retrocede. Quando há um curto-circuito nos terminais de carga, a corrente na

Figura 24-12 Regulador série com limitação por retrocesso de corrente.



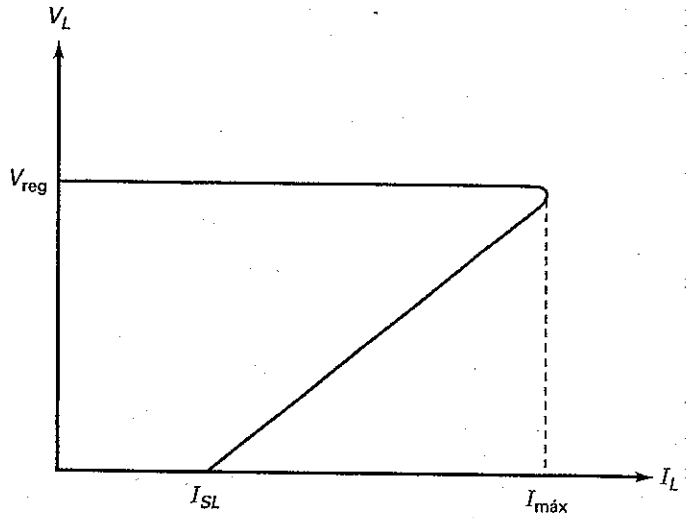
$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z$$

$$K = \frac{R_7}{R_6 + R_7}$$

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{KR_4}$$

$$I_{máx} = I_{SL} + \frac{(1 - K)V_{out}}{KR_4}$$

Figura 24–13 Gráfico da tensão de carga *versus* a corrente de carga com limitação por retrocesso de corrente.



carga é igual a I_{SL}. A principal vantagem da limitação por retrocesso de corrente é a redução da dissipação de potência no transistor de passagem quando os terminais de carga são acidentalmente colocados em curto-circuito.

Na Figura 24-13, a dissipação de potência do transistor sob condições de carga máxima é:

$$P_D = (V_{in} - V_{reg})I_{máx}$$

Sob condições de carga em curto-circuito, a dissipação de potência é aproximadamente:

$$P_D \cong V_{in}I_{SL}$$

Tipicamente, um projetista usa um I_{SL} que é duas a três vezes menor que $I_{máx}$. Fazendo isso, o projetista pode manter a dissipação de potência no transistor de passagem a um nível inferior à condição de carga máxima.

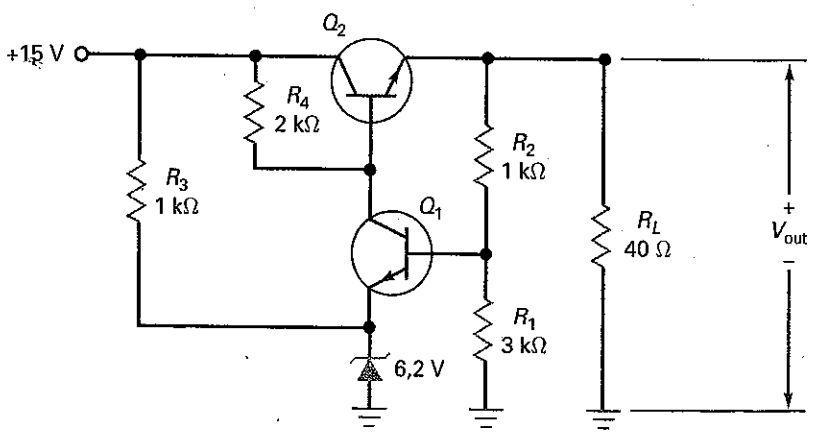
Exemplo 24-7

MultiSim

Calcule a tensão de saída aproximada na Figura 24-14. Qual a dissipação de potência no transistor de passagem?

SOLUÇÃO Com as equações da Figura 24-8:

Figura 24–14 Exemplo.



$$V_{out} = \frac{3\,k\Omega + 1\,k\Omega}{3\,k\Omega}(6{,}2\,V + 0{,}7\,V) = 9{,}2\,V$$

A corrente no transistor é aproximadamente a mesma que a corrente de carga:

$$I_C = \frac{9{,}2\,V}{40\,\Omega} = 230\,mA$$

A dissipação de potência do transistor é:

$$P_D = (15\,V - 9{,}2\,V)(230\,mA) = 1{,}33\,W$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-7 Na Figura 24-14, mude a tensão de entrada para +12 V e V_Z para 5,6 V. Calcule V_{out} e P_D.

Exemplo 24-8

Qual a eficiência aproximada no Exemplo 24-7?

SOLUÇÃO A tensão de carga é 9,2 V e a corrente de carga é 230 mA. A potência de saída é:

$$P_{out} = (9{,}2\,V)(230\,mA) = 2{,}12\,W$$

A tensão de entrada é 15 V e a corrente de entrada é aproximadamente 230 mA, o valor da corrente de carga. Portanto, a potência de entrada é:

$$P_{in} = (15\,V)(230\,mA) = 3{,}45\,W$$

A eficiência é:

$$\text{Eficiência} = \frac{2{,}12\,W}{3{,}45\,W} \times 100\% = 61{,}4\%$$

Podemos usar a Equação (24-13) para calcular a eficiência de um regulador série:

$$\text{Eficiência} \doteq \frac{V_{out}}{V_{out}} \times 100\% = \frac{9{,}2\,V}{15\,V} \times 100\% = 61{,}3\%$$

Esse valor é muito melhor que 25,8%, a eficiência do regulador *shunt* no exemplo 24-3. Tipicamente, um regulador série tem uma eficiência que é cerca de duas vezes a de um regulador *shunt*.

PROBLEMA PRÁTICO 24-8 Repita o Exemplo 24-8 com $V_{in} = +12\,V$ e $V_Z = 5{,}6\,V$.

Exemplo 24-9

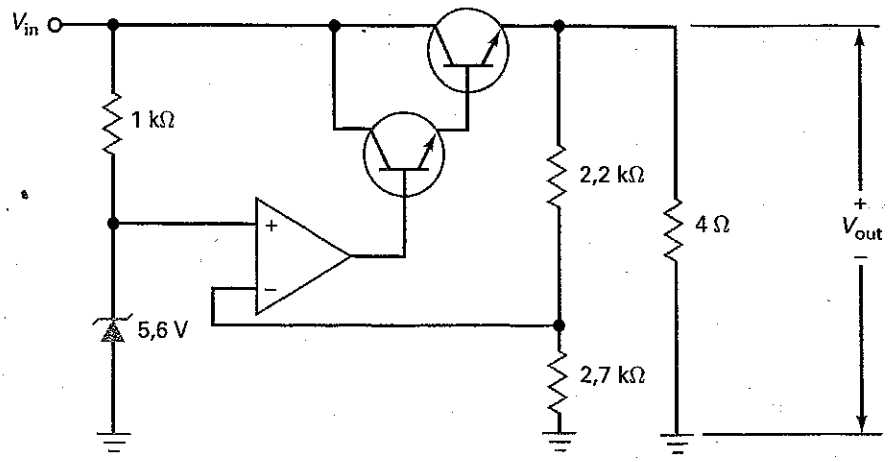
MultiSim

Qual a tensão de saída aproximada na Figura 24-15? Por que é usado um transistor Darlington?

SOLUÇÃO Usando as equações da Figura 24-9:

$$V_{out} = \frac{2{,}7\,k\Omega + 2{,}2\,k\Omega}{2{,}7\,k\Omega}(5{,}6\,V) = 10{,}2\,V$$

Figura 24–15 Regulador série com transistor Darlington.



A corrente na carga é:

$$I_L = \frac{10{,}2\ \text{V}}{4\ \Omega} = 2{,}55\ \text{A}$$

Se um transistor comum com um ganho de corrente de 100 fosse usado como transistor de passagem, a corrente de base necessária seria:

$$I_B = \frac{2{,}55\ \text{A}}{100} = 25{,}5\ \text{mA}$$

Esse valor de corrente é muito para um amp-op típico. Se um transistor Darlington for usado, a corrente de base do transistor de passagem será reduzida para um valor muito menor.

Por exemplo, um transistor Darlington com um ganho de corrente de 1000 necessita de uma corrente de base de apenas 2,55 mA.

PROBLEMA PRÁTICO 24-9 Na Figura 24-15, determine a tensão de saída se a tensão Zener é alterada para 6,2 V.

Exemplo 24-10

Quando o regulador série da Figura 24-15 é montado e testado, os seguintes valores são medidos: V_{NL} = 10,16 V, V_{FL} = 10,15 V, V_{HL} = 10,16 V e V_{LL} = 10,07 V Qual a regulação de carga? Qual a regulação de linha?

SOLUÇÃO

$$\text{Regulação de carga} = \frac{10{,}16\ \text{V} - 10{,}15\ \text{V}}{10{,}15\ \text{V}} \times 100\% = 0{,}0985\%$$

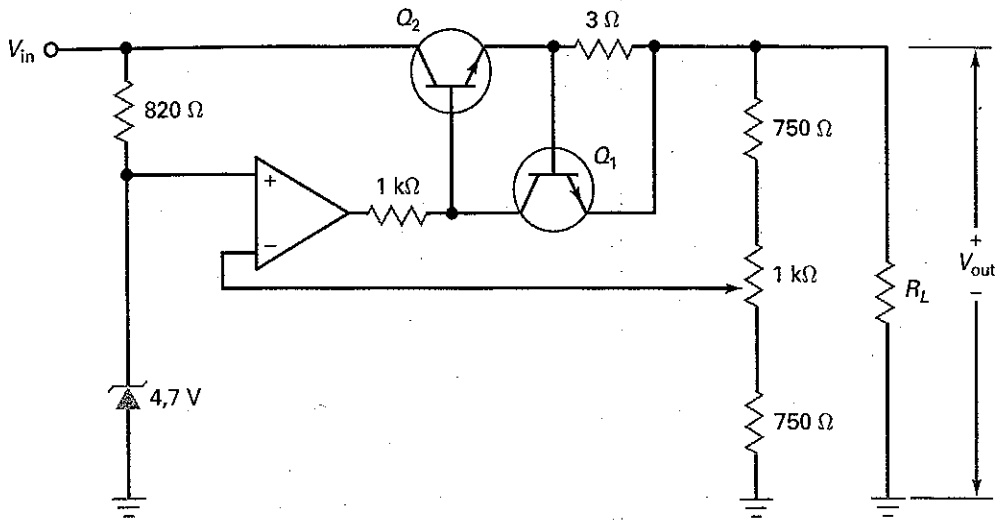
$$\text{Regulação de linha} = \frac{10{,}16\ \text{V} - 10{,}07\ \text{V}}{10{,}07\ \text{V}} \times 100\% = 0{,}894\%$$

Este exemplo mostra como é efetiva a realimentação negativa na redução dos efeitos das alterações de linha e de carga. Nos dois casos, a alteração na tensão de saída regulada é menor que 1%.

Exemplo 24-11

Na Figura 24-16, V_{in} pode variar de 17,5 V a 22,5 V. Qual a máxima corrente Zener? Quais são as tensões reguladas mínima e máxima? Se a tensão de saída regulada for 12.5 V, qual a resistência de carga onde inicia a limitação de corrente? Qual a corrente de carga em curto-circuito aproximada?

Figura 24-16 Exemplo.



SOLUÇÃO A máxima corrente Zener ocorre quando a tensão de entrada for 22,5 V:

$$I_Z = \frac{22{,}5\text{ V} - 4{,}7\text{ V}}{820\,\Omega} = 21{,}7\text{ mA}$$

A tensão de saída regulada mínima ocorre quando o cursor do potenciômetro de 1 kΩ estiver todo voltado para cima. Nesse caso, $R_1 = 1750\ \Omega$, $R_2 = 750\ \Omega$, sendo a tensão de saída:

$$V_{out} = \frac{1750\,\Omega + 750\,\Omega}{1750\,\Omega}(4{,}7\text{V}) = 6{,}71\text{ V}$$

A tensão de saída regulada máxima ocorre quando o cursor do potenciômetro de 1 kΩ estiver todo voltado para baixo. Nesse caso, $R_1 = 750\ \Omega$, $R_2 = 1750\ \Omega$, sendo a tensão de saída:

$$V_{out} = \frac{750\,\Omega + 1750\,\Omega}{750\,\Omega}(4{,}7\text{V}) = 15{,}7\text{V}$$

A limitação de corrente começa quando a tensão no resistor de limitação de corrente se aproxima de 0,6 V. Nesse caso, a corrente de carga é:

$$I_L = \frac{0{,}6\text{ V}}{3\,\Omega}200\text{ mA}$$

Com uma tensão de saída de 12,5 V, a resistência de carga onde inicia a limitação de corrente é:

$$R_L = \frac{12{,}5\text{ V}}{200\text{ mA}} = 62{,}5\,\Omega$$

Com um curto-circuito nos terminais de carga, a tensão no resistor sensor de corrente é de aproximadamente 0,7 V e a corrente de carga em curto-circuito é:

$$I_{SL} = \frac{0{,}7\text{ V}}{3\,\Omega} = 233\text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-11 Repita o Exemplo 24-11 usando um Zener de 3,9 V e um resistor sensor de corrente de 2 Ω.

24-4 Reguladores Lineares Monolíticos

Existe uma grande variedade de **CIs lineares reguladores de tensão** de 3 a 14 pinos. Todos são reguladores série porque o regulador série é mais eficiente que o regulador *shunt*. Alguns CIs reguladores são usados em aplicações especiais nas quais os resistores externos podem definir a limitação de corrente, a tensão de saída e assim por diante. A grande maioria dos CIs reguladores usados são de três pinos: um para a tensão de entrada não regulada, um para a tensão de saída regulada e um para GND.

Disponíveis em encapsulamentos plástico e metálico, os reguladores de três terminais são bastante comuns porque são baratos e de fácil utilização. Exceto por dois capacitores de desvio opcionais, os CIs reguladores de tensão de três terminais não necessitam de componentes externos.

Tipos Básicos de CIs Reguladores

A maioria dos CIs reguladores de tensão tem um dos três tipos a seguir de tensão de saída: fixa positiva, fixa negativa ou ajustável. Os CIs reguladores com saídas fixas positiva ou negativa são definidos na fábrica para terem tensões fixas diferentes com valores em torno de 5 V a 24 V. Os CIs reguladores com uma saída ajustável podem variar a tensão de saída regulada desde menos de 2 V a mais de 40 V.

Os CIs reguladores também são classificados como padrão, de baixa potência e de baixa tensão de desligamento. Os CIs reguladores padrão são projetados para aplicações diretas e não críticas. Com dissipadores de calor, um CI regulador padrão pode ter uma corrente de carga de mais de 1 A.

Se as correntes de carga de até 100 mA são adequadas, *CIs reguladores de baixa potência* estão disponíveis em encapsulamentos TO-92, o mesmo tipo usado para transistores de pequeno sinal como o 2N3904. Como esses reguladores não necessitam de dissipador de calor, eles são convenientes e fáceis de serem usados.

A **tensão de desligamento** de um CI regulador é definida como a mínima tensão de margem de operação necessária para a regulação. Por exemplo, CIs reguladores padrão têm uma tensão de desligamento de 2 V a 3 V. Isso significa que a tensão de entrada tem que ser pelo menos de 2 V a 3 V maior que a tensão de saída regulada para o chip regular conforme especificação. Em aplicações nas quais a tensão de margem de operação de 2 V a 3 V não é conseguida, podem ser usados *CIs reguladores de baixa tensão de desligamento*. Esses reguladores têm tensões de desligamento típicas de 0,15 V para uma corrente de carga de 100 mA e 0,7 V para uma corrente de carga de 1 A.

Regulação em Cada Cartão *versus* Regulação Única

Com uma *regulação única*, precisamos construir uma fonte de alimentação com um regulador de tensão de maior capacidade e então distribuir a tensão regulada para todos os *cartões* (placas de circuito impresso) no sistema. Isso gera problemas. Primeiro, o regulador único tem que prover uma grande corrente de carga igual à soma de todas as correntes dos cartões. Segundo, ruído ou outra **interferência eletromagnética (EMI)** pode ser induzido nos fios de conexão entre a fonte de alimentação regulada e os cartões.

Como os CIs reguladores não são caros, os sistemas eletrônicos que têm muitos cartões normalmente usam *regulação em cada cartão*. Isso significa que cada cartão tem o seu próprio regulador de três terminais para fornecer a tensão usada pelos componentes do cartão. Com o uso da regulação em cada cartão, podemos fornecer uma tensão não regulada de uma fonte de alimentação para cada cartão e ter um CI regulador local cuidando da regulação da tensão do cartão. Isso elimina os problemas da grande corrente de carga e da captação de ruído associada à regulação com regulação única.

Regulação de Carga e de Linha Redefinida

Até agora, usamos as definições originais para regulação de carga e de linha. Os fabricantes de CIs reguladores fixos preferem especificar a variação na tensão de

carga para uma faixa de condições de carga e linha. A seguir as definições para regulação de carga e linha usadas nas folhas de dados de reguladores fixos:

Regulação de carga = ΔV_{out} para uma faixa de corrente de carga
Regulação de linha = ΔV_{out} para uma faixa de tensão de entrada

Por exemplo, o LM7815 é um CI regulador que produz uma tensão de saída fixa de 15 V. A folha de dados apresenta uma carga típica e a regulação de linha como a seguir:

Regulação de carga = 12 mV para I_L = 5 mA a 1,5 A
Regulação de linha = 4 mV para V_{in} = 17,5 V a 30 V

A regulação de carga depende das condições de medição. A regulação de carga anterior é para T_J = 25°C e V_{in} = 23 V. De forma similar, a regulação de linha anterior é para T_J = 25°C e I_L = 500 mA. Em cada caso, a temperatura da junção do dispositivo é 25°C.

Série LM7800

A série LM78XX (onde XX = 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 ou 24) é típica em termos de regulador de tensão de três terminais. O 7805 produz uma saída de +5 V, o 7806 produz +6 V, o 7808 produz +8 V e assim por diante, até o 7824 que produz uma saída de +24 V.

A Figura 24-17 mostra o diagrama em bloco funcional para a série 78XX. Uma tensão de referência interna V_{ref} aciona a entrada não inversora de um amplificador. A regulação de tensão é similar à nossa discussão anterior. Um divisor de tensão que consiste em R_1' e R_2' mostra a tensão de saída e retorna uma tensão de realimentação para a entrada inversora de um amplificador de alto ganho. A tensão de saída é dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1' + R_2'}{R_1'} V_{ref}$$

Nessa equação, a tensão de referência é equivalente à tensão Zener em nossas discussões anteriores. A principal característica associada a R_1' e R_2' indica que esses resistores são internos ao próprio CI, em vez de serem resistores externos. Esses resistores são definidos pelo fabricante para se obter diferentes tensões de saída (5 V a 24 V) na série 78XX. A tolerância da tensão de saída é ±4%.

O LM78XX inclui um transistor de passagem que pode operar com 1 A de corrente de carga, desde que com um dissipador de calor adequado. O circuito também inclui desligamento térmico e limitação de corrente. **Desligamento**

Figura 24–17 Diagrama em bloco funcional do CI regulador de três terminais.

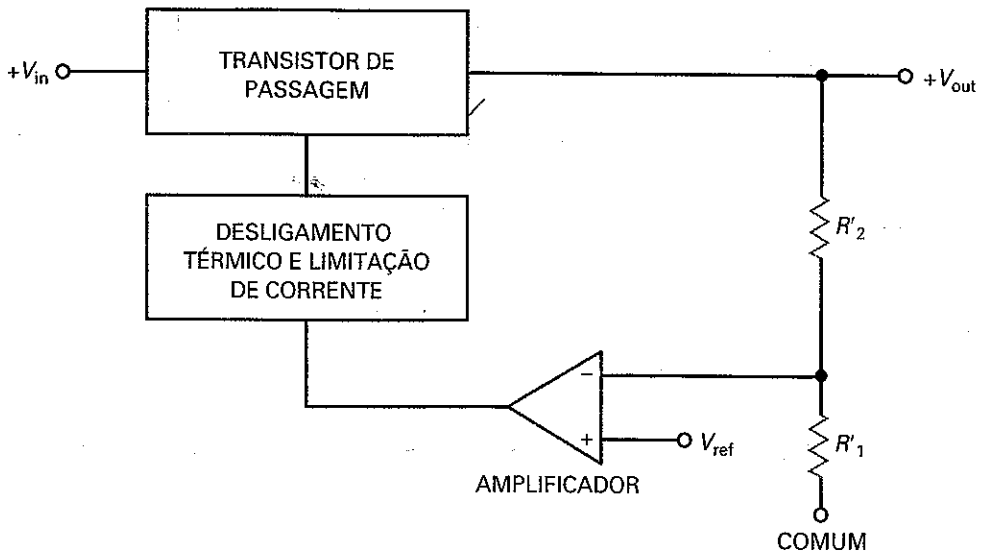
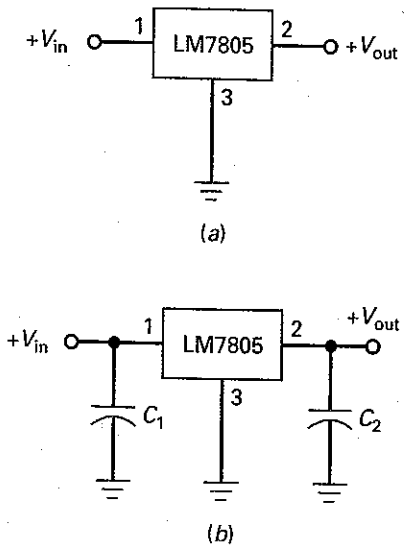


Figura 24–18 (*a*) Usando um 7805 para regulação de tensão; (*b*) o capacitor de entrada evita oscilações e o capacitor de saída melhora a resposta em freqüência.



térmico significa que o chip se desligará quando a temperatura interna se tornar muito alta, em torno de 175°C. Essa é uma precaução contra dissipação de potência excessiva, que depende da temperatura ambiente, do tipo de dissipador de calor e de outras variáveis. Por causa do desligamento térmico e da limitação de corrente, os dispositivos da série 78XX são quase indestrutíveis.

Regulador de Tensão Fixa

A Figura 24-18*a* mostra um LM7805 conectado como um regulador de tensão fixa. O pino 1 é a entrada, o pino 2 é a saída e o pino 3 é o GND. O LM7805 tem uma tensão de saída de +5 V e uma corrente de carga máxima acima de 1 A. A regulação de carga típica é de 10 mV para uma corrente de carga entre 5 mA e 1,5 A. A regulação de linha típica é 3 mV para uma tensão de entrada de 7 V a 25 V. Ele também tem uma rejeição de ondulação (*ripple*) de 80 dB, o que significa que ele reduz a ondulação de entrada por um fator de 10.000. Com uma resistência de saída de aproximadamente 0,01 Ω, o LM7805 é uma fonte de tensão quase ideal para todas as cargas dentro da especificação de corrente.

Quando um CI está a mais de 15,24 cm do capacitor de filtro da fonte de alimentação não regulada, a indutância dos fios de conexão pode produzir oscilações dentro do CI. Por isso, os fabricantes recomendam o uso de um capacitor de desvio C_1 no pino 1 (Figura 24-18*b*). Para melhorar a resposta transitória da tensão de saída regulada, algumas vezes é usado uma capacitor C_2 no pino 2. Os valores típicos para o capacitor de desvio são de 0,1 μF a 1 μF. A folha de dados da série 78XX sugere 0,22 μF para o capacitor de entrada e 0,1 μF para o capacitor de saída.

Qualquer regulador na série 78XX tem uma tensão de desligamento de 2 V a 3 V, dependendo da tensão de saída. Isso significa que a tensão de entrada tem que ser pelo menos de 2 V a 3 V maior que a tensão de saída. Caso contrário, o chip pára de regular. Existe também uma tensão de entrada máxima por causa do excesso de dissipação de potência. Por exemplo, o LM7805 regula sobre uma faixa de entrada de aproximadamente 8 V a 20 V. A folha de dados para a série 78XX fornece as tensões mínima e máxima para outras tensões de saída apresentadas.

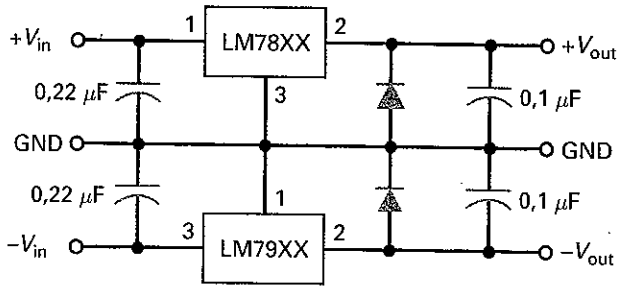
Série LM79XX

A série LM79XX é um grupo de reguladores de tensão negativa que apresenta as tensões –5, –6, –8, –10, –12, –15, –18 ou –24 V. Por exemplo, um LM7905 produz uma tensão de saída regulada de –5 V. No outro extremo, um LM7924 produz uma saída de –24 V. Com a série 79XX, a capacidade de corrente de carga é acima de 1 A com um dissipador de calor adequado. A série LM79XX é similar à série 78XX e inclui a limitação de corrente, o desligamento térmico e a excelente rejeição à ondulação.

Fonte Dupla Regulada

Combinando um LM78XX com um LM79XX, como mostra a Figura 24-19, podemos regular a saída de uma fonte dupla. O LM78XX regula a saída positiva e o LM79XX regula a saída negativa. Os capacitores de entrada evitam oscilações e os capacitores de saída melhoram a resposta transitória. A folha de dados do fa-

Figura 24–19 Usando um LM78XX e um LM79XX para uma saída dupla.



bricante recomenda a adição de dois diodos para garantir que os dois reguladores podem ser ligados sob todas as condições de operação.

Uma solução alternativa para fontes duplas é usar um regulador duplo. Esse CI contém um regulador positivo e outro negativo em um único encapsulamento. Quando ajustado, esse tipo de CI pode variar a fonte dupla com um único resistor variável.

Reguladores Ajustáveis

Alguns CIs reguladores são ajustáveis (LM317, LM337, LM 338 e LM350). Esses têm correntes de carga máxima de 1,5 A a 5 A. Por exemplo, o LM317 é um regulador de tensão positiva de três terminais que pode fornecer 1,5 A de corrente de carga ao longo de uma faixa de tensão de saída ajustável de 1,25 V a 37 V. A rejeição à ondulação é 80 dB. Isso significa que a ondulação de entrada é 10.000 vezes menor na saída do CI regulador.

Novamente, os fabricantes redefinem as regulações de carga e linha para se ajustarem às características do CI regulador. Eis as definições para regulação de carga e linha usadas nas folhas de dados de reguladores ajustáveis:

Regulação de carga = Variação percentual de V_{out} para uma faixa da corrente de carga

Regulação de linha = Variação percentual de V_{out} por volt de variação de entrada

Por exemplo, a folha de dados de um LM317 apresenta as seguintes regulações de carga e linha:

Regulação de carga = 0,3% para I_L = 10 mA a 1,5 A
Regulação de linha = 0,02% por volt

Como a tensão de saída é ajustável entre 1,25 V e 37 V, torna-se lógico especificar a regulação de carga como um valor percentual. Por exemplo, se a tensão regulada é ajustada para 10 V, a regulação de carga anterior informa que a tensão de saída permanecerá dentro de 0,3% de 10 V (ou 30 mV) quando a corrente de carga variar de 10 mA para 1,5 A.

A regulação de linha é 0,02% por volt. Isso significa que a tensão de saída varia apenas 0,02% para cada volt da variação de entrada. Se a saída regulada for ajustada em 10 V e a tensão de entrada aumentar 3 V, a tensão de saída aumentará 0,06%, que equivale a 60 mV.

A Figura 24-20 mostra uma fonte não-regulada acionando um circuito LM317. A folha de dados de um LM317 nos fornece a seguinte fórmula para a tensão de saída:

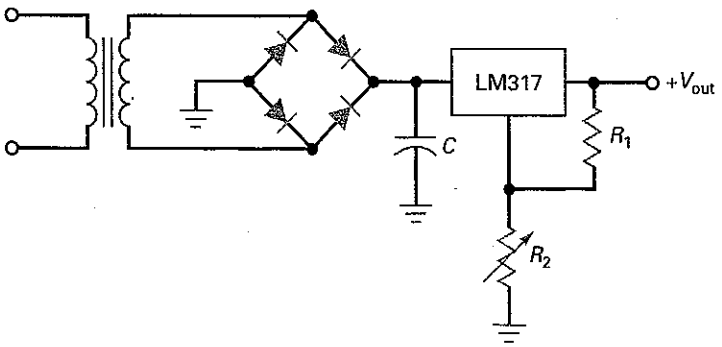
$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ref} + I_{ADJ} R_2 \qquad \textbf{(24-18)}$$

Nessa equação, V_{ref} tem um valor de 1,25 V e I_{ADJ} (corrente de ajuste) tem um valor típico de 50 μA. Na Figura 24-20, I_{ADJ} é a corrente que percorre o pino central (entre os pinos de entrada e saída). Como essa corrente pode variar com a temperatura, a corrente de carga e outros fatores, um projetista geralmente faz com que o primeiro

É BOM SABER

Na Figura 24-20, o valor do capacitor de filtro C tem que ser grande o suficiente para garantir que V_{in} permaneça pelo menos de 2 V a 3 V maior que V_{out} quando V_{out} e I_L estão nos valores máximos. Isso significa que C tem que ser um capacitor de filtro muito grande.

Figura 24–20 Usando um LM317 para uma tensão de saída regulada.



termo na Equação (24-18) seja muito maior que o segundo. Por isso, podemos usar a seguinte equação para todas as análises preliminares de um LM317:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}(1{,}25\text{V}) \tag{24-19}$$

Rejeição à Ondulação

A rejeição à ondulação de um CI regulador de tensão é alta, cerca de 65 dB a 80 dB. Essa é uma enorme vantagem porque significa que não temos que usar filtros *LC* volumosos na fonte de alimentação para minimizar a ondulação. Tudo de que precisamos é um filtro de entrada capacitivo que reduz a ondulação de pico a pico a cerca de 10% da tensão não regulada de saída da fonte de alimentação.

Por exemplo, o LM7805 tem uma rejeição à ondulação de 80 dB. Se um retificador em ponte e um filtro capacitor de entrada produz uma tensão de saída não regulada de 10 V com a ondulação de pico a pico de 1 V, podemos usar um LM7805 para produzir uma tensão de saída regulada de 5 V com a ondulação de pico a pico de apenas 0,1 mV. A eliminação dos volumosos filtros *LC* em uma fonte de alimentação não regulada é uma bonificação que vem com os CIs reguladores de tensão.

Tabela de Reguladores

A Tabela 24-1 apresenta alguns dos CIs reguladores mais usados. O primeiro grupo, a série LM78XX, é para tensões de saída positivas de 5 V a 24 V. Com dissi-

Tabela 24-1 Parâmetros Típicos de CIs Reguladores de Tensão Comuns em 25°C

Número	V_{out}, V	$I_{máx}$, A	Reg. de carga, mV	Reg. de linha, mV	Rej. a ripple, dB	Tensão de deslig., V	R_{out}, mΩ	I_{SL}, A
LM7805	5	1,5	10	3	80	2	8	2,1
LM7806	6	1,5	12	5	75	2	9	0,55
LM7808	8	1,5	12	6	72	2	16	0,45
LM7812	12	1,5	12	4	72	2	18	1,5
LM7815	15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM7818	18	1,5	12	15	69	2	22	0,20
LM7824	24	1,5	12	18	66	2	28	0,15
LM78L05	5	100 mA	20	18	80	1,7	190	0,14
LM78L12	12	100 mA	30	30	80	1,7	190	0,14
LM2931	3 a 24	100 mA	14	4	80	0,3	200	0,14
LM7905	−5	1,5	14	3	80	2	8	2,1
LM7912	−12	1,5	10	4	72	2	18	1,5
LM7915	−15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM317	1,2 a 37	1,5	0,3%	0,02%/V	80	2	10	2,2
LM337	−1,2 a −37	1,5	0,3%	0,01%/V	77	2	10	2,2
LM338	1,2 a 32	5	0,3%	0,02%/V	75	2,7	5	8

pador de calor, esses reguladores podem produzir uma corrente de carga de até 1,5 A. A regulação de carga está entre 10 mV e 12 mV. A regulação de linha está entre 3 mV e 18 mV. A rejeição à ondulação é melhor para tensões mais baixas (80 dB) e pior para tensões maiores (66 dB). A tensão de desligamento é 2 V para todas as séries. A resistência de saída aumenta de 8 mΩ para 28 mΩ entre a menor e a maior tensão de saída.

O LM78L05 e o LM78L12 são versões de baixa potência dos seus correspondentes do tipo padrão, o LM7805 e o LM7812. Esses *CIs reguladores de baixa potência* estão disponíveis em encapsulamentos TO-92, os quais não necessitam de dissipadores de calor. Conforme mostra a Tabela 24-1, o LM78L05 e o LM78L12 podem produzir correntes de carga de até 100 mA.

O LM2931 é incluído como exemplo de um regulador com baixa tensão de desligamento. Esse regulador ajustável pode produzir tensões de saída entre 3 V e 24 V com uma corrente de carga de até 100 mA. Observe que a tensão de desligamento é de apenas 0,3 V, o que significa que a tensão de entrada necessita ser apenas 0,3 V maior que a tensão de saída regulada.

O LM7905, LM7912 e LM7915 são reguladores negativos bastante usados. Os seus parâmetros são similares aos correspondentes da série LM78XX. O LM317 e LM337 são reguladores ajustáveis positivo e negativo que podem fornecer correntes de carga de até 1,5 A. Finalmente, o LM338 é um regulador ajustável positivo que pode produzir uma tensão de carga entre 1,2 V e 32 V com uma corrente de carga de até 5 A.

Todos os reguladores apresentados na Tabela 24-1 têm *desligamento térmico*. Isso significa que o regulador coloca o transistor de passagem em corte paralisando a operação se a temperatura do chip se torna muito alta. Quando o dispositivo esfriar, ele tentará iniciar a operação. Se o que provocou a temperatura excessiva for removido, o regulador funcionará normalmente. Caso contrário, será desligado novamente. O desligamento térmico é uma vantagem que os reguladores monolíticos oferecem para uma operação segura.

Exemplo 24-12

MultiSim

Qual a corrente de carga na Figura 24-21? Qual a ondulação de saída?

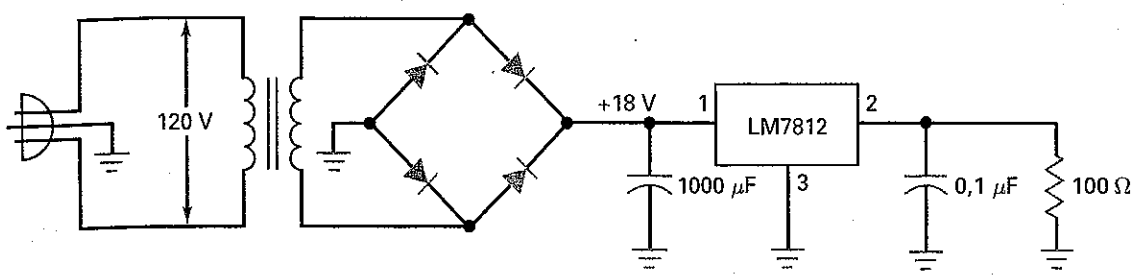
SOLUÇÃO O LM7812 produz uma tensão de saída regulada de +12 V. Portanto, a corrente de carga é:

$$I_L = \frac{12\text{ V}}{100\,\Omega} = 120\text{ mA}$$

Podemos calcular a ondulação de pico a pico de entrada com a equação dada no Capítulo 4:

$$V_R = \frac{I_L}{fC} = \frac{120\text{ mA}}{(120\text{ HZ})(1000\,\mu\text{F})} = 1\text{ V}$$

Figura 24-21 Exemplo.



A Tabela 24-1 mostra uma rejeição à ondulação típica de 72 dB para o LM 7812. Se convertemos mentalmente (60 dB + 12 dB), obtemos aproximadamente 4.000. Com uma calculadora científica, a rejeição à ondulação exata é:

$$RR = \text{antilog} = \frac{72\text{ dB}}{20} = 3.981$$

O *ripple* de pico a pico de saída é aproximadamente:

$$V_R = \frac{1\text{V}}{4000} = 0{,}25\text{ mV}$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-12 Repita o Exemplo 24-12 usando um regulador de tensão LM7815 e um capacitor de 2.000 μF.

Exemplo 24-13

Se $R_1 = 2\text{ k}\Omega$ e $R_2 = 22\text{ k}\Omega$ na Figura 24-20, qual a tensão de saída? Se R_2 é aumentado para 46 kΩ, qual a tensão de saída?

SOLUÇÃO Usando a Equação (24-19):

$$V_{out} = \frac{2\text{ k}\Omega + 22\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega}(1{,}25\text{V}) = 15\text{V}$$

Quando R_2 é aumentado para 46 kΩ, a tensão de saída aumenta para:

$$V_{out} = \frac{2\text{ k}\Omega + 46\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega}(1{,}25\text{V}) = 30\text{ V}$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-13 Na Figura 24-20, qual a tensão de saída se $R_1 = 330\ \Omega$ e $R_2 = 2\text{ k}\Omega$?

Exemplo 24-14

O LM7805 pode regular, segundo as especificações, com uma tensão de entrada entre 7,5 V e 20 V. Qual a eficiência máxima? Qual a eficiência mínima?

SOLUÇÃO O LM7805 produz uma saída de 5 V. Usando a Equação (24-13), a eficiência máxima é:

$$\text{Eficiência} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\% = \frac{5\text{ V}}{7{,}5\text{ V}} \times 100\% = 67\%$$

Essa alta eficiência é possível apenas porque a tensão de margem de operação se aproxima da tensão de desligamento.

Por outro lado, a eficiência mínima ocorre quando a tensão de entrada é máxima. Para essa condição, a tensão de margem de operação é máxima e a dissipação de potência no transistor de passagem é máxima. A eficiência mínima é:

$$\text{Eficiência} \cong \frac{5\text{ V}}{20\text{ V}} \times 100\% = 25\%$$

Como a tensão de entrada não regulada está normalmente entre os extremos da tensão de entrada, a eficiência esperada com um LM7805 está na faixa de 40% a 50%.

24-5 Reforçadores de Corrente

Ainda que os reguladores 78XX da Tabela 24-1 tenham uma corrente de carga máxima de 1,5 A, a folha de dados mostra muitos parâmetros medidos para 1 A. Por exemplo, a corrente de carga de 1 A é usada para medição da regulação de linha, rejeição à ondulação e resistência de saída. Por essa razão estabelecemos 1 A como limite prático na corrente de carga quando usamos um dispositivo 78XX.

Transistor Externo

Uma forma de se obter mais corrente é usando um **reforçador de corrente**. A idéia é similar ao que fizemos para aumentar a corrente de saída de um amp-op. Lembre-se de que usamos o amp-op para fornecer a corrente de base para um transistor externo, que produzia uma corrente de saída muito maior.

A Figura 24-22 mostra como podemos usar um transistor externo para reforçar a corrente de saída. O **transistor externo** é um transistor de potência. R_1 é um resistor sensor de corrente de 0,7 Ω. Observe que usamos 0,7 Ω em vez de 0,6 Ω. Estamos usando 0,7 Ω porque o transistor de potência necessita de uma tensão de base maior que um transistor de pequeno sinal (mencionado em discussão anterior).

Quando a corrente é menor que 1 A, a tensão no resistor sensor de corrente é menor que 0,7 V, permanecendo o transistor desligado. Quando a corrente de carga é maior que 1 A, o transistor conduz suprindo quase toda a corrente de carga acima de 1 A. Eis o motivo: quando a corrente de carga aumenta, a corrente através do 78XX aumenta ligeiramente, produzindo mais tensão no resistor sensor de corrente, o que faz com que esse transistor externo conduza mais intensamente.

Cada vez que aumentamos a corrente de carga, a corrente através do 78XX aumenta ligeiramente, produzindo uma tensão maior no resistor sensor de corrente. Dessa forma, o transistor externo produz a corrente que excede ao valor de 1 A, com apenas um pequeno aumento na corrente fornecida pelo 78XX.

Para grandes correntes de carga, a corrente de base no transistor externo torna-se grande. O chip 78XX tem que suprir essa corrente de base adicional além de contribuir para a corrente de carga. Quando uma grande corrente de base torna-se um problema, o projetista pode usar uma conexão Darlington no transistor de saída. Nesse caso, a tensão no resistor sensor de corrente será de aproximadamente 1,4 V, o que significa que R_1 deve ser aumentado para aproximadamente 1,4 Ω.

Proteção contra Curto-Circuito

A Figura 24-23 mostra como acrescentar uma proteção contra curto-circuito. Estamos usando resistores sensores de corrente sendo um para acionar o transistor de saída Q_2 e o segundo para ligar Q_1 na proteção contra curto-circuito. Nessa discussão, 1 A é a corrente conduzida por Q_2 e 10 A é a corrente de limitação de curto-circuito determinada por Q_1.

Figura 24-22 Um transistor externo aumenta a corrente de carga.

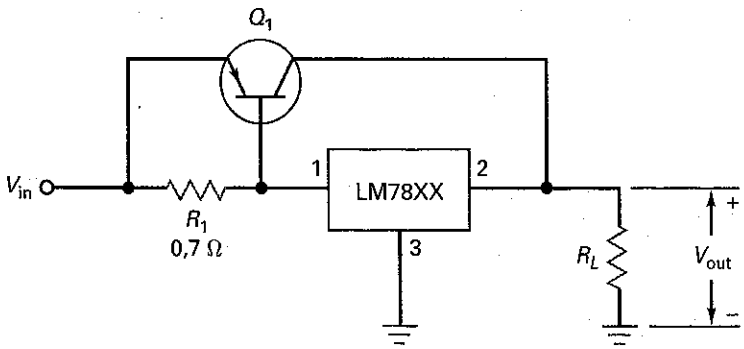
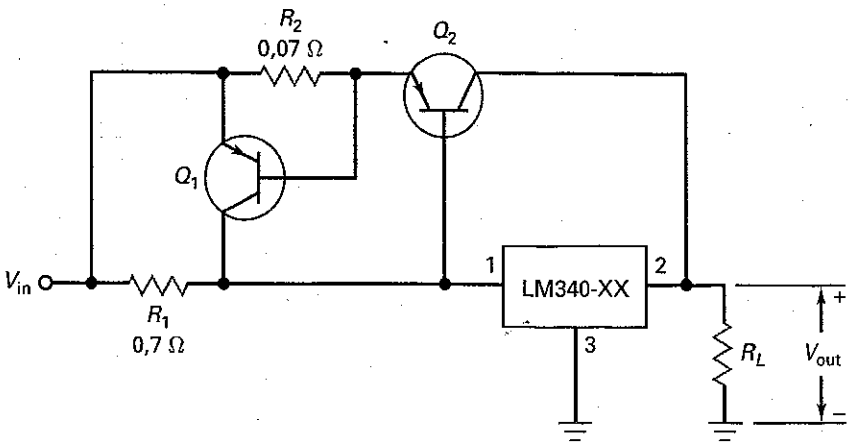


Figura 24–23 Transistor externo com limitação de corrente.



Eis como o circuito funciona: quando a corrente de carga for maior que 1 A, a tensão em R_1 será maior que 0,7 V. Essa tensão faz o transistor externo Q_2 conduzir, o qual fornece toda a corrente acima de 1 A. A corrente do circuito externo tem que passar em R_2. Como R_2 é de apenas 0,7 Ω, a tensão nele é menor que 0,7 V enquanto a corrente no circuito externo é menor que 10 A.

Quando a corrente no circuito externo for 10 A, a tensão em R_2 será:

$$V_2 = (10\text{ A})(0{,}07\ \Omega) = 0{,}7\text{ V}$$

Isso significa que o transistor de limitação de corrente Q_1 está na iminência de entrar em condução. Quando a corrente no circuito externo é maior que 10 A, Q_1 conduz intensamente. Como a corrente de coletor de Q_1 passa pelo 78XX, o dispositivo sofre superaquecimento produzindo um desligamento térmico.

Uma questão final: o uso de um transistor externo não melhora a eficiência de um regulador série. Com uma tensão de margem de operação típica, a eficiência está em torno de 40% a 50%. Para obtermos uma eficiência maior com tensões de margem de operação maiores, temos que usar uma abordagem fundamentalmente diferente para conseguir a regulação de tensão.

24-6 Conversores CC-CC

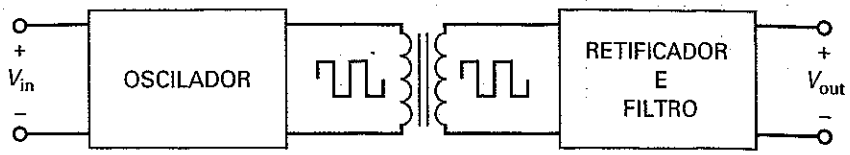
Algumas vezes queremos converter uma tensão cc num outro valor. Por exemplo, se temos um sistema que opera com uma tensão de alimentação positiva de +5 V, podemos usar um **conversor cc-cc** para converter +5 V em +15 V. Assim teremos duas tensões de alimentação para o sistema: +5 V e +15 V.

Os conversores cc-cc são muito eficientes. Como eles comutam os transistores entre os estados ligado e desligado, a dissipação de potência dos transistores é bastante reduzida. Valores de eficiência de 65% a 85% são valores típicos. Esta seção discute conversores cc-cc não regulados. A próxima seção trata de conversores cc-cc que usam modulação por largura de pulso. Esses conversores cc-cc são normalmente denominados **reguladores chaveados**.

Idéia Básica

Em um conversor cc-cc não regulado típico, a tensão cc de entrada é aplicada a um oscilador de onda quadrada. O valor pico a pico da onda quadrada é proporcional à tensão de entrada. A onda quadrada é usada para acionar o enrolamento primário de um transformador, como mostra a Figura 24-24. Quanto maior a freqüência, menor o transformador e os componentes do filtro. Entretanto, se a freqüência é muito alta, é difícil produzir uma onda quadrada com transições verticais. Geralmente, a freqüência da onda quadrada está entre 10 kHz e 100 kHz.

Figura 24–24 Diagrama em bloco funcional de um conversor cc-cc não regulado.



Para melhorar a eficiência, é usado um tipo especial de transformador na maioria dos conversores cc-cc mais caros. O transformador tem um núcleo toroidal com um *loop* de histerese retangular. Isso produz uma tensão no secundário que é uma onda quadrada. A tensão no secundário pode então ser retificada e filtrada para obter uma tensão de saída cc. Pela determinação da relação de espiras, podemos determinar uma tensão maior ou menor no secundário. Dessa forma, podemos construir conversores cc-cc elevadores ou abaixadores.

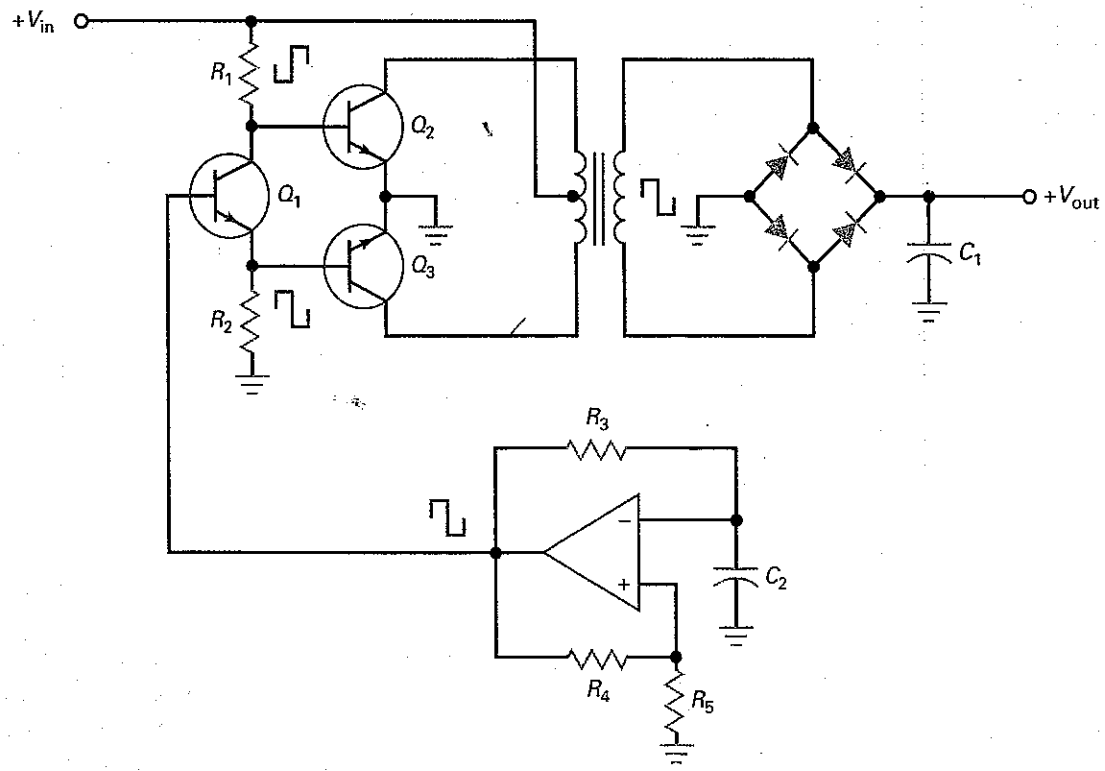
Uma conversão cc-cc comum transforma +5 V em ±15 V. Em sistemas digitais, a tensão de +5 V é um padrão para a maioria dos CIs. Porém, os CIs lineares, como amp-ops, podem necessitar de uma alimentação de ±15 V. Num caso como esse, podemos construir um conversor cc-cc de baixa potência com uma entrada de +5 V cc e uma saída dupla de ±15 V.

Uma Alternativa de Projeto

Existem muitas formas de projetar um conversor cc-cc, dependendo se são usados transistores bipolares de junção ou FETs de potência, da freqüência de chaveamento, se a tensão de entrada é elevada ou abaixada e assim por diante. A Figura 24-25 mostra um exemplo de projeto que usa transistores bipolares de junção de potência. Eis como o circuito funciona: um oscilador de relaxação produz uma onda quadrada cuja freqüência é determinada por R_3 e C_2. Essa freqüência está na faixa de kHz; um valor típico usado é 20 kHz.

A onda quadrada aciona um **divisor de fase** Q_1, que é um circuito que produz duas ondas quadradas de mesma amplitude e defasadas. Essas ondas quadradas dos transistores Q_2 e Q_3 consistem num circuito *push-pull* classe B. O transistor

Figura 24–25 Um conversor cc-cc não regulado.



Q_2 conduz durante um semiciclo e Q_3 durante o outro. A corrente no primário do transformador é uma onda quadrada. Isso induz uma onda quadrada no enrolamento secundário, conforme descrito anteriormente.

A onda quadrada de tensão de saída no enrolamento secundário do transformador aciona uma ponte retificadora com um filtro de entrada capacitivo. Como o sinal é uma onda quadrada retificada em quilohertz, é fácil de ser filtrada. A saída final é uma tensão cc com um valor diferente da entrada.

Conversores CC-CC Comerciais

Na Figura 24-25, observe que a saída do conversor cc-cc não é regulada. Esse é um típico conversor cc-cc barato. Conversores cc-cc estão comercialmente disponíveis com eficiências em torno de 65% a 85%. Por exemplo, podemos encontrar conversores cc-cc baratos para conversão de +5 para ±12 V com corrente de 375 mA, de +5 V para +9 V cc com corrente de 200 mA, +12 V para ±5 V com corrente de 250 mA e assim por diante. Todos esses conversores necessitam de uma tensão de entrada fixa porque não incluem regulação de tensão. Além disso, eles usam freqüências de chaveamento entre 10 kHz e 100 kHz. Por isso, eles incluem blindagem RFI. Algumas dessas unidades têm um *MTBF* de 200.000 horas. (*Nota: MTBF* significa "tempo médio entre falhas" – *mean time between failure.*)

24-7 Reguladores Chaveados

Um *regulador chaveado* se enquadra na classe de conversores cc-cc porque ele converte uma tensão cc em outra, seja menor ou maior. Porém o regulador chaveado também inclui regulação de tensão, que normalmente é feita através de modulação por largura de pulso a qual controla o tempo em que os transistores ficam ligados e desligados. Alterando o ciclo de trabalho, um regulador chaveado pode manter a tensão de saída constante sob condições de variação de linha e carga.

Transistor de Passagem

Em um regulador série, a dissipação de potência do transistor de passagem é aproximadamente igual à tensão de margem de operação vezes a corrente de carga:

$$P_D = (V_{in} - V_{out})I_L$$

Se a tensão de margem de operação é igual à tensão de saída, a eficiência é de aproximadamente 50%. Por exemplo, se a entrada de um 7805 for 10 V, a tensão na carga será 5 V e a eficiência em torno de 50%.

Reguladores série de três terminais são muito comuns porque eles são fáceis de serem usados e atendem à maioria das nossas necessidades quando a potência de carga é menor que cerca de 10 W. Quando a potência de carga for 10 W e a eficiência for 50%, a dissipação de potência no transistor de passagem também será 10 W. Isso representa muita potência perdida, assim como gera aquecimento dentro do equipamento. Para potências em torno de 10 W, os dissipadores de calor são volumosos e a temperatura interna do equipamento pode subir para níveis proibitivos.

Chaveamento do Transistor de Passagem entre Ligado e Desligado

A solução final para o problema da baixa eficiência e alta temperatura do equipamento é o regulador chaveado, descrito brevemente. Com esse tipo de regulador, o transistor de passagem é chaveado entre o corte e a saturação. Quando o transistor está em corte, a dissipação de potência é virtualmente zero. Quando o transistor está saturado, a dissipação ainda é muito baixa porque $V_{CE(sat)}$ é muito menor que a tensão de

Tabela 24-2 Topologias de um Regulador Chaveado

Topologia	Modo	Indutor	Transformador	Diodos	Transistores	Potência, W	Complexidade
Buck	Abaixador	Sim	Não	1	1	0-150	Baixa
Boost	Elevador	Sim	Não	1	1	0-150	Baixa
Buck-boost	Abaixador/Elevador	Sim	Não	1	1	0-150	Baixa
Flyback	Abaixador/Elevador	Não	Sim	1	1	0-150	Média
Semi-forward	Abaixador/Elevador	Sim	Sim	1	1	0-150	Média
Push-pull	Abaixador/Elevador	Sim	Sim	2	2	100-1.000	Alta
Meia ponte	Abaixador/Elevador	Sim	Sim	4	2	100-500	Alta
Ponte completa	Abaixador/Elevador	Sim	Sim	4	4	400-2.000	Muito alta

margem de operação em um regulador série. Conforme mencionado antes, reguladores chaveados podem ter eficiência em torno de 75% a 95%. Devido à alta eficiência e ao pequeno tamanho, os reguladores chaveados têm se tornado comuns.

Topologias

Topologia é um termo normalmente usado na literatura de reguladores chaveados. É a técnica de projeto ou o layout fundamental de um circuito. Muitas topologias estão relacionadas a reguladores chaveados porque algumas se adaptam melhor a uma aplicação do que outras.

A Tabela 24-2 mostra as topologias usadas para reguladores chaveados. As três primeiras são as mais básicas. Elas usam um pequeno número de componentes e podem fornecer potências de carga de até 150 W. Quando a potência de carga é de 150 W a 2000 W, são usadas as topologias *push-pull*, meia ponte e ponte completa. Como as últimas três topologias usam mais componentes, a complexidade do circuito é maior.

Regulador *Buck*

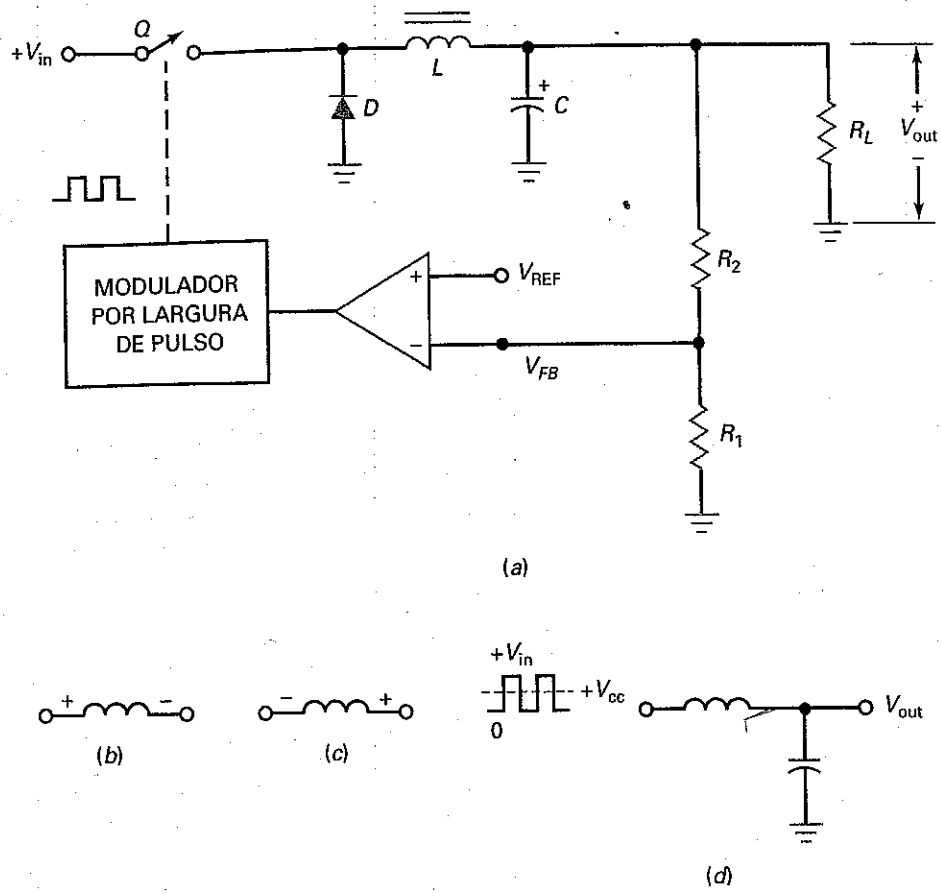
A Figura 24-26*a* mostra um **regulador *buck***, a topologia mais básica para reguladores chaveados. Um regulador *buck* é sempre um abaixador de tensão. O dispositivo de chaveamento usado é um transistor bipolar de junção ou um FET de potência. O sinal retangular na saída do modulador por largura de pulso fecha (liga) e abre (desliga) a chave (transistor). Um comparador controla o ciclo de trabalho dos pulsos. Por exemplo, o modulador por largura de pulso pode ser um multivibrador monoestável com um comparador acionando a entrada de controle. Conforme discutido no Capítulo 23 com um temporizador 555 como monoestável, um aumento na tensão de controle aumenta o ciclo de trabalho.

Quando o pulso é nível alto, a chave está fechada. Isso polariza o diodo inversamente, de forma que toda a corrente de entrada passa pelo indutor. Essa corrente gera um campo magnético em torno do indutor. A energia armazenada no campo magnético do indutor é dada por:

$$\textbf{Energia} = 0{,}5Li^2 \qquad \textbf{(24-20)}$$

A corrente no indutor também carrega o capacitor e supre corrente para a carga. Enquanto a chave está fechada, a tensão no indutor tem a polaridade mostrada na Figura 24-26*b*. À medida que a corrente no indutor aumenta, mais energia é armazenada no campo magnético dele.

Figura 24–26 (*a*) Regulador *buck*; (*b*) polaridade com a chave fechada; (*c*) polaridade com a chave aberta; (*d*) o filtro indutivo fornece um valor cc na saída.



Quando o pulso vai para o nível baixo, a chave abre. Nesse instante, o campo magnético em torno do indutor começa a entrar em colapso induzindo uma tensão reversa no indutor, como mostra a Figura 24-26*c*. Essa tensão reversa é denominada *golpe indutivo*. Devido ao golpe indutivo, o diodo é polarizado diretamente e a corrente através do indutor continua na mesma direção. Dessa vez, o indutor está retornando a energia armazenada nele para o circuito. Em outras palavras, o indutor atua como uma fonte e continua suprindo a corrente para a carga.

A corrente percorre o indutor até que ele retorne toda sua energia para o circuito (modo descontínuo) ou até que a chave feche novamente (modo contínuo), o que acontecer primeiro. Nos dois casos, o capacitor também fornece a corrente de carga durante parte do tempo em que a chave está aberta. Dessa forma, a ondulação na carga é minimizado.

A chave é fechada e aberta continuamente. A freqüência desse chaveamento pode ser de 10 kHz a mais de 100 kHz. (Alguns CIs reguladores têm freqüência de chaveamento acima de 1 MHz.) A corrente no indutor é sempre na mesma direção, passando pela chave ou pelo diodo em momentos diferentes do ciclo.

Com uma tensão de entrada quase ideal e um diodo ideal, uma forma de onda de tensão retangular aparece na entrada do *filtro indutivo* (veja a Figura 24-26*d*). Lembrando do Capítulo 4, a saída de um filtro indutivo é igual ao valor médio ou cc da entrada do filtro. O valor médio está relacionado ao ciclo de trabalho e é dado por:

$$V_{out} = DV_{in} \tag{24-21}$$

Quanto maior o ciclo de trabalho, maior a tensão de saída cc.

Quando o sistema é energizado pela primeira vez, não há tensão de saída e não há tensão de realimentação a partir do divisor de tensão R_1-R_2. Portanto, a saída do comparador é muito grande e o ciclo de trabalho se aproxima de 100%. Entretanto, à medida que a tensão de saída se estabelece, a tensão de realimentação

V_{FB} reduz a saída do comparador, o qual reduz o ciclo de trabalho. Em determinado ponto, a tensão de saída alcança um valor de equilíbrio no qual a tensão de realimentação produz um ciclo de trabalho que fornece a mesma tensão de saída.

Devido ao alto ganho do comparador, o curto-circuito virtual entre os terminais de entrada do comparador significa que:

$$V_{FB} \cong V_{REF}$$

A partir disso, podemos deduzir essa expressão para a tensão de saída:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF} \tag{24-22}$$

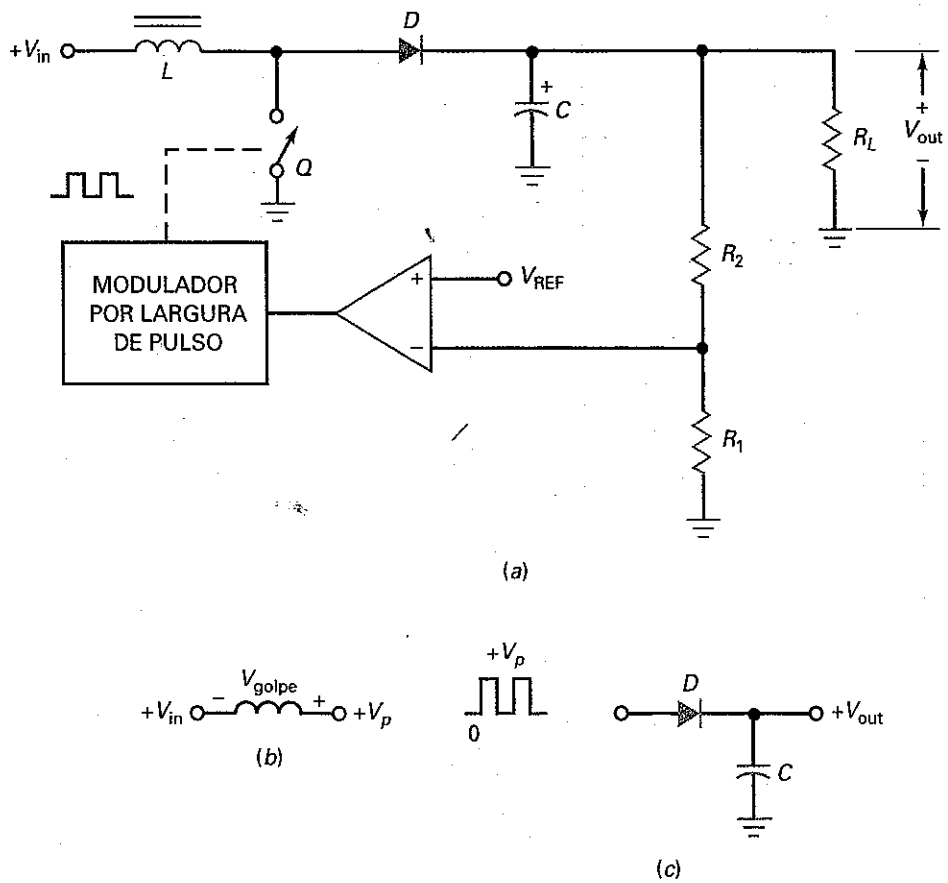
Após o equilíbrio, qualquer tentativa de mudança na tensão de saída, seja provocada por variação na linha, seja na carga, será quase completamente compensada pela realimentação negativa. Por exemplo, se a tensão de saída tenta aumentar, a tensão de realimentação reduz a saída do comparador. Isso reduz o ciclo de trabalho e a tensão de saída. O efeito líquido é apenas um ligeiro aumento na tensão de saída, bem menor do que seria sem a realimentação negativa.

De forma similar, se a tensão de saída tentar diminuir por causa de uma variação na linha ou na carga, a tensão de realimentação será menor e a saída do comparador será maior. Isso aumenta o ciclo de trabalho e produz uma tensão de saída que compensa quase toda a tentativa de diminuição na tensão de saída.

Regulador *Boost*

A Figura 24-27*a* mostra um **regulador *boost***, outra topologia básica para reguladores chaveados. Um regulador *boost* sempre eleva a tensão. A teoria de operação é similar à do regulador *buck* em algumas formas, porém muito diferente em

Figura 24–27 (*a*) Regulador *boost*; (*b*) um golpe de tensão é somado à entrada quando a chave é aberta; (*c*) o filtro capacitivo produz uma tensão de saída igual à tensão de pico de entrada.



outras. Por exemplo, quando o pulso é nível alto, a chave é fechada e a energia é armazenada no campo magnético, conforme descrito anteriormente.

Quando o pulso vai para o nível baixo, a chave abre. Novamente, o campo magnético em torno do indutor entra em colapso induzindo uma tensão reversa no indutor, como mostra a Figura 24-27*b*. Observe que a tensão de entrada agora se soma ao golpe indutivo. Isso significa que a tensão de pico na extremidade direita do indutor é:

$$V_p = V_{in} + V_{golpe} \tag{24-23}$$

O golpe indutivo depende do valor da energia armazenada no campo magnético. Dito de uma outra forma, V_{golpe} é proporcional ao ciclo de trabalho.

Com uma tensão de entrada quase ideal, uma forma de onda de tensão retangular aparece no *filtro capacitivo* na Figura 24-27*c*. Portanto, a tensão de saída regulada é aproximadamente igual à tensão de pico dada pela Equação (24-23). Como V_{golpe} é sempre maior que zero, V_P é sempre maior que V_{in}. Por isso, um regulador *boost* sempre eleva a tensão.

Salvo o uso de um filtro capacitivo em vez de indutivo, a regulação com a topologia *boost* é similar à *buck*. Devido ao alto ganho do comparador, a tensão de realimentação é quase igual à de referência. Portanto, a tensão de saída regulada ainda é dada pela Equação (24-22). Se a tensão de saída tentar aumentar, haverá uma menor tensão de realimentação, uma menor tensão de saída do comparador, um menor ciclo de trabalho e um menor golpe indutivo. Isso reduz a tensão de pico, que compensa a tentativa de aumento na tensão de saída. Se a tensão de saída tenta diminuir, a tensão de realimentação menor resulta em uma tensão de pico maior, a qual compensa a tentativa de diminuição na tensão de saída.

Regulador *Buck-Boost*

A Figura 24-28*a* mostra um **regulador *buck-boost***, a terceira topologia básica mais usada em reguladores chaveados. Um regulador *buck-boost* sempre produz uma tensão de saída negativa quando acionado por uma tensão de entrada positiva. Quando a saída PWM é nível alto, a chave é fechada e a energia é armazenada no campo magnético. Nesse momento, a tensão no indutor é igual a V_{in}, com a polaridade mostrada na Figura 24-28*b*.

Quando o pulso vai para nível baixo, a chave abre. Novamente, o campo magnético em torno do indutor entra em colapso e induz um golpe de tensão no indutor, como mostra a Figura 24-28*c*. O golpe de tensão é proporcional à energia armazenada no campo magnético, que é controlado pelo ciclo de trabalho. Se o ciclo de trabalho é baixo, o golpe de tensão se aproxima de zero. Se o ciclo de trabalho é alto, o golpe de tensão pode ser maior que V_{in}, dependendo da quantidade de energia armazenada no campo magnético.

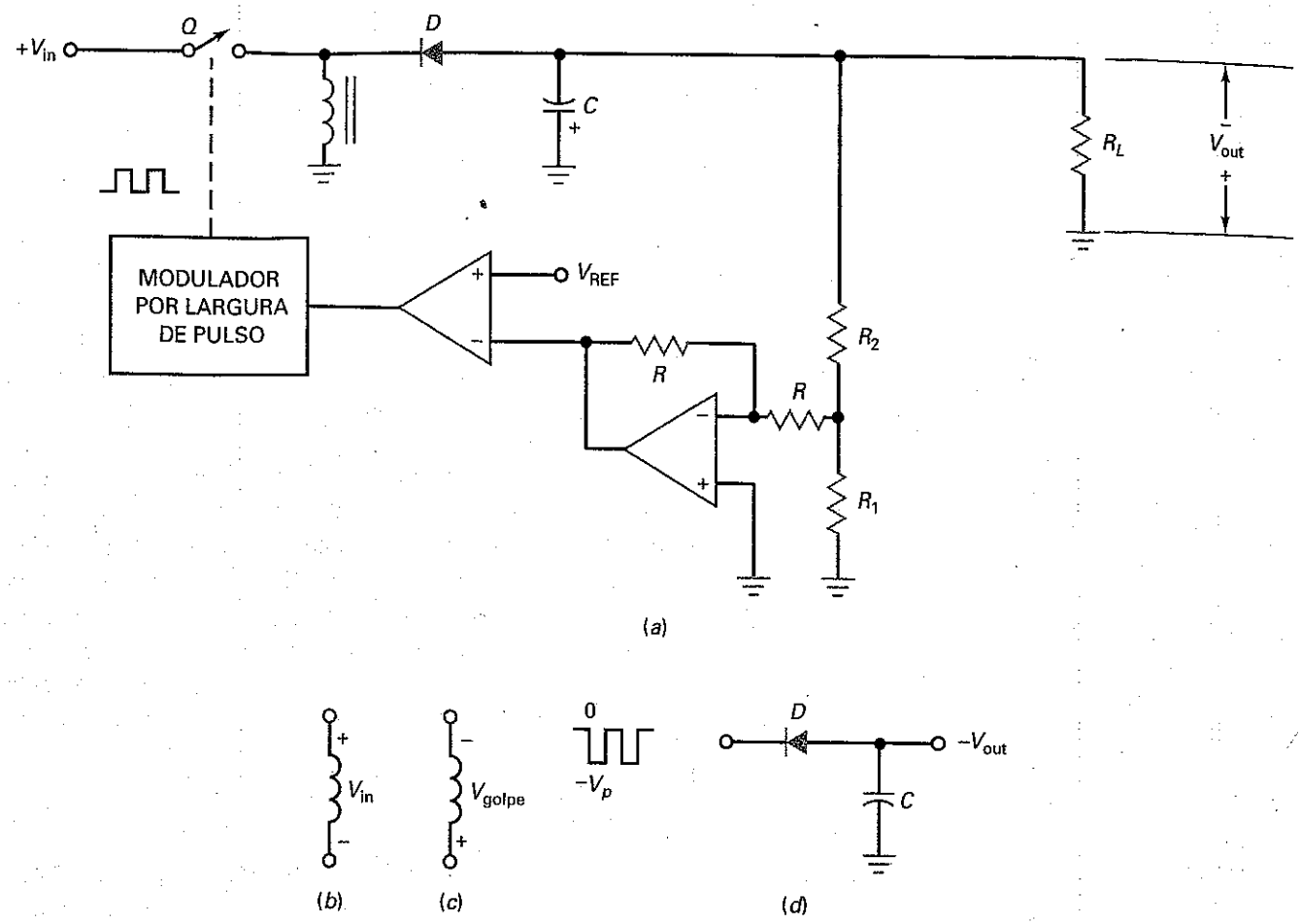
Na Figura 24-28*d*, a amplitude da tensão de pico pode ser menor ou maior que a tensão de entrada. O diodo e o filtro capacitivo produzem então uma tensão de saída igual a $-V_P$. Como a amplitude dessa tensão de saída pode ser menor ou maior que a tensão de entrada, a topologia é denominada *buck-boost*.

Um amplificador inversor é usado na Figura 24-28*a* para inverter a tensão de realimentação antes que ela alcance a tensão na entrada inversora do comparador. A regulação de tensão funciona então como descrito antes. Uma tentativa de aumento na tensão de saída reduz o ciclo de trabalho, o qual reduz a tensão de pico. Uma tentativa de diminuição na tensão de saída aumenta o ciclo de trabalho. De qualquer forma, a realimentação negativa mantém a tensão de saída quase constante.

Regulador *Buck* Monolítico

Alguns CIs reguladores chaveados têm apenas cinco pinos externos. Por exemplo, o LT1074 é um regulador chaveado bipolar monolítico que usa a topologia *buck*.

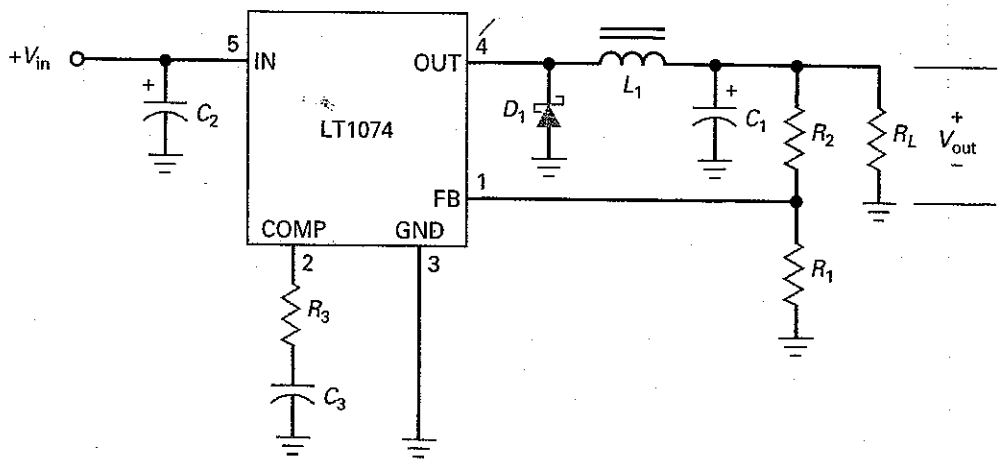
Figura 24–28 (*a*) Regulador *buck-boost*; (*b*) polaridade com a chave fechada; (*c*) polaridade com a chave aberta; (*d*) o filtro capacitivo produz uma saída igual ao pico negativo.



Ele contém a maioria dos componentes discutidos anteriormente, tal como a tensão de referência de 2,21 V, um dispositivo de chaveamento, um oscilador interno, um modulador por largura de pulso e um comparador. Ele opera numa freqüência de chaveamento de 100 kHz, pode lidar com tensões de entrada de +8 V a +40 V cc e tem uma eficiência de 75% a 90% para correntes de carga de 1 A a 5 A.

A Figura 24-29 mostra um LT1074 conectado como um regulador *buck*. O pino 1 (FB) é para a tensão de realimentação. O pino 2 (COMP) é para compensação de freqüência para evitar oscilações em altas freqüências. O pino 3 (GND) é o terra. O pino 4 (OUT) é a saída chaveada do dispositivo de chaveamento interno. O pino 5 (IN) é para a tensão de entrada cc.

Figura 24–29 Regulador *buck* usando um LT1074.



D_1, L_1, C_1, R_1 e R_2 apresentam as mesmas funções conforme descrito na discussão anterior do regulador *buck*. Mas observe o uso de um diodo Schottky para melhorar a eficiência do regulador. Como o diodo Schottky tem uma tensão de joelho baixa, ele consome menos potência. A folha de dados de um LT1074 recomenda acrescentar um capacitor C_2 de 200 μF a 470 μF na entrada para filtragem da linha. Recomenda-se também um resistor R_3 de 2,7 kΩ e um capacitor C_3 de 0,01 μF para estabilizar a malha de realimentação (evitar oscilações).

O LT1074 é muito usado. Uma olhada na Figura 24-29 nos dirá por quê. O circuito é incrivelmente simples, considerando que ele é um regulador chaveado, um dos circuitos mais difíceis de ser projetado e construído na forma discreta. Felizmente, os projetistas de CI fazem todo o trabalho difícil porque o LT1074 inclui tudo exceto os componentes que não podem ser integrados (indutor e capacitores de filtro) e aqueles definidos pelo usuário (R_1 e R_2). Definindo os valores para R_1 e R_2, podemos regular a tensão de saída de cerca de 2,5 V a 38 V. Como a tensão de referência de um LT1074 é 2,21 V, a tensão de saída é dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(2{,}21\text{V}) \qquad \textbf{(24-24)}$$

A tensão de margem de operação deve ser pelo menos 2 V porque o dispositivo de chaveamento interno consiste em um transistor *pnp* acionando um Darlington *npn*. A queda de tensão total na chave pode ser tão alta como 2 V com altas correntes.

Regulador *Boost* Monolítico

O MAX631 é um regulador chaveado CMOS monolítico que usa a topologia *boost* para produzir uma saída regulada. Esse CI regulador chaveado de baixa potência tem uma freqüência de chaveamento de 50 kHz, uma tensão de entrada de 2 V a 5 V e uma eficiência de cerca de 80%. O MAX631 é o máximo em simplicidade porque ele requer apenas dois componentes externos.

Por exemplo, a Figura 24-30 mostra um MAX631 conectado como um regulador *boost* que produz uma tensão de saída fixa de +5 V com uma tensão de entrada de +2 V a +5 V. A tensão de entrada normalmente é fornecida por uma bateria porque uma das aplicações para esses CIs reguladores é em instrumentos portáteis. A folha de dados recomenda um indutor de 330 μH e um capacitor de 100 μF.

O MAX631 é um dispositivo de 8 pinos cujos pinos não usados são aterrados ou deixados desconectados. Na Figura 24-30, o pino 1 (LBI) pode ser usado para detectar bateria baixa. Quando aterrado, ele não tem efeito. Embora seja usado tipicamente como um regulador de saída fixa, podemos usar um divisor de tensão externo para prover uma tensão de realimentação no pino 7 (FB). Quando o pino 7 é aterrado como mostrado, a tensão de saída é ajustada para o valor de fábrica de +5 V.

Além do MAX631, existe o MAX632, o qual produz uma saída de +12 V e o MAX633, o qual produz uma saída de +15 V. Os reguladores MAX631 ao MAX633 incluem o pino 6, denominado bomba de carga (*charge pump*) que é um

Figura 24-30 Regulador *boost* usando um MAX631.

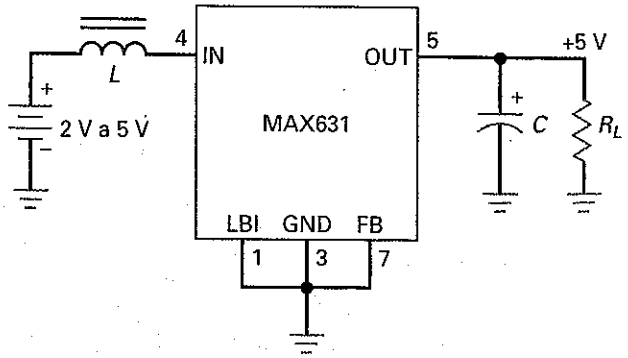
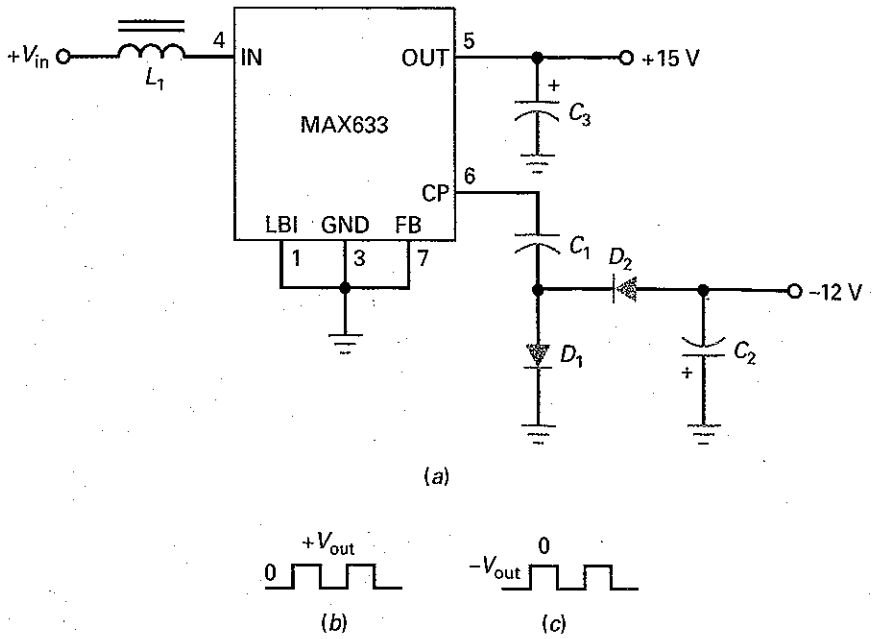


Figura 24–31 (*a*) Usando a função *bomba de carga* do MAX633 para produzir a tensão de saída negativa; (*b*) a saída do pino 6 aciona o grampeador negativo; (*c*) entrada para o detector de pico negativo.



buffer de baixa impedância que produz um sinal de saída retangular. Esse sinal varia de 0 a V_{out} na freqüência do oscilador e pode ser grampeado negativamente e ter o valor de pico detectado para se obter uma tensão de saída negativa.

Por exemplo, a Figura 24-31*a* mostra como um MAX633 usa sua função bomba de carga para obter uma saída de aproximadamente –12 V. C_1 e D_1 formam um grampeador negativo. D_2 e C_2 formam um detector de pico negativo. Eis como a bomba de carga funciona: a Figura 24-31*b* mostra a forma de onda de tensão ideal que sai no pino 6. Devido ao grampeador negativo, a forma de onda de tensão ideal em D_1 é a forma de onda grampeada negativamente vista na Figura 24-31*c*. Essa forma de onda aciona o detector de pico negativo para produzir uma saída de aproximadamente –12 V com uma corrente de 20 mA. A amplitude dessa tensão é de aproximadamente 3 V menor que a tensão de saída por causa das quedas de tensão nos dois diodos (D_1 e D_2) e a queda na impedância de saída do buffer (em torno de 30 Ω).

Se usarmos uma bateria para fornecer a tensão de entrada para um regulador linear, a tensão de saída será sempre menor. Os reguladores *boost* não têm apenas uma eficiência melhor que um regulador linear, eles também podem elevar a tensão num sistema alimentado por bateria. Isso é muito importante e explica por que reguladores *boost* monolíticos são bastante usados. A disponibilidade de baterias recarregáveis de baixo custo tem tornado os reguladores *boost* monolíticos uma escolha padrão para sistemas alimentados por baterias.

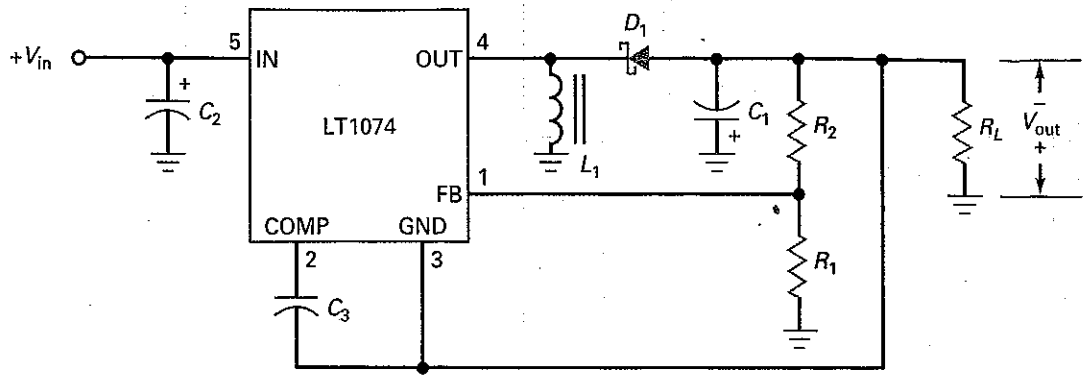
Os dispositivos MAX631 ao MAX633 têm um tensão de referência interna de 1,31 V. Quando esses reguladores chaveados são usados com um divisor de tensão externo, a seguinte equação fornece a tensão de saída regulada:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(1{,}31\text{V}) \qquad \textbf{(24-25)}$$

Reguladores *Buck-Boost* Monolíticos

O projeto interno de um LT1074 pode suportar uma conexão externa *buck-boost*. A Figura 24-32 mostra um LT1074 conectado como um regulador *buck-boost*. Novamente, usamos um diodo Schottky para melhorar a eficiência. Conforme discutido anteriormente, a energia é armazenada no campo magnético do indutor quando a chave interna está fechada. Quando a chave abre, o campo magnético

Figura 24–32 Uso do LT1074 como um regulador *buck-boost*.



entra em colapso e polariza diretamente o diodo. O golpe de tensão negativa no indutor é detectado pelo filtro capacitivo produzindo $-V_{out}$.

Na discussão anterior sobre a topologia *buck-boost* (Figura 24-28*a*), usamos um amplificador inversor para obter uma tensão de realimentação positiva porque a amostra da saída proveniente de um divisor de tensão era negativa. O projeto interno do LT1074 cuida desse problema. A folha de dados recomenda o retorno do pino GND para a tensão de saída negativa, como mostra a Figura 24-32. Isso produz a tensão de erro correta para o comparador que controla o modulador por largura de pulso.

Exemplo 24-15

No regulador *buck* da Figura 24-29, $R_1 = 2{,}21\ \text{k}\Omega$ e $R_2 = 2{,}8\ \text{k}\Omega$. Qual a tensão de saída? Qual a tensão de entrada mínima que pode ser usada para se obter a tensão de saída determinada?

SOLUÇÃO Usando a Equação (24-24), podemos calcular:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF} = \frac{2{,}21\ \text{k}\Omega + 2{,}8\ \text{k}\Omega}{2{,}21\ \text{k}\Omega}(2{,}21\ \text{V}) = 5{,}01\ \text{V}$$

Devido à queda de tensão no dispositivo de chaveamento de um LT1074, a tensão de entrada tem que ser pelo menos 2 V acima da saída de 5 V, o que significa uma tensão de entrada mínima de 7 V. Uma tensão de margem de operação mais confortável seria de 8 V.

PROBLEMA PRÁTICO 24-15 Repita o Exemplo 24-15, substituindo R_2 por 5,6 kΩ e calculando a nova tensão de saída. Com $R_1 = 2{,}2\ \text{k}\Omega$, qual o valor de R_2 para produzir uma saída de 10 V?

Exemplo 24-16

No regulador *buck-boost* da Figura 24-32, $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$ e $R_2 = 5{,}79\ \text{k}\Omega$. Qual a tensão de saída?

SOLUÇÃO Usando a Equação (24-24), podemos calcular:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF} = \frac{1\ \text{k}\Omega + 5{,}79\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega}(2{,}21\,V) = 15\,V$$

PROBLEMA PRÁTICO 24-16 Usando a Figura 24-32, qual a tensão de saída se $R_1 = 1\ k\Omega$ e $R_2 = 4{,}7\ k\Omega$

A Tabela Resumo 24-1 mostra uma variedade de reguladores de tensão e apresenta algumas das características desses reguladores.

Tabela Resumo 24-1 Regulador de Tensão

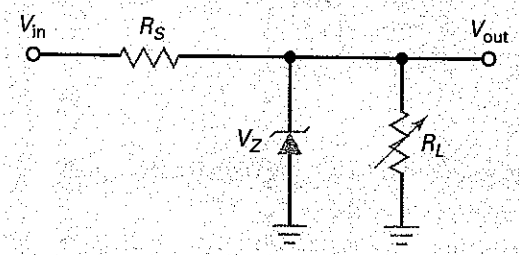
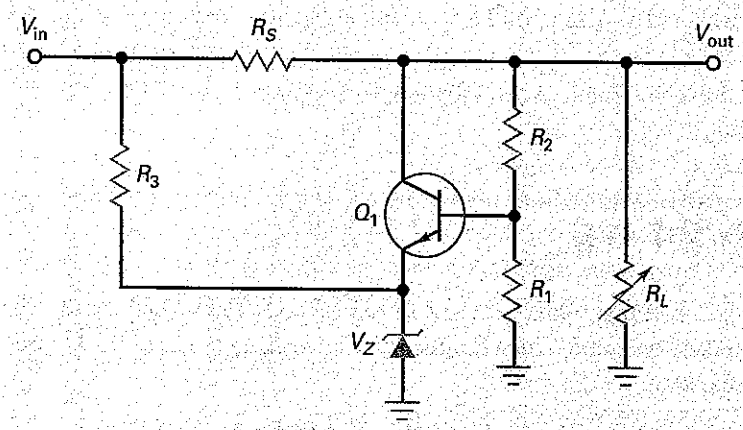
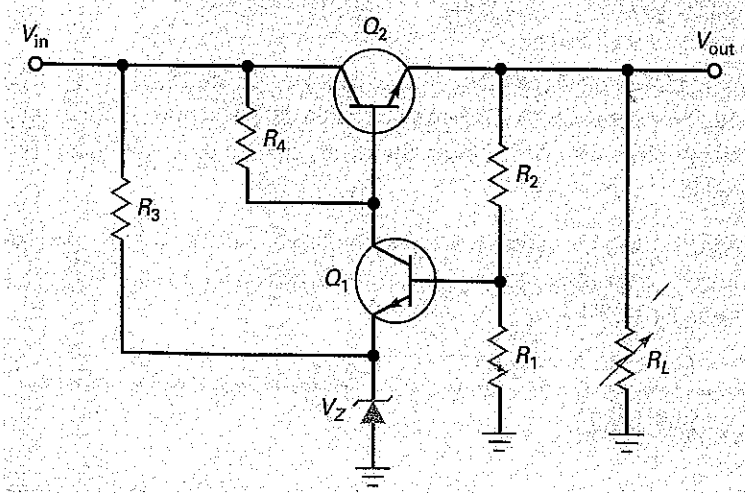
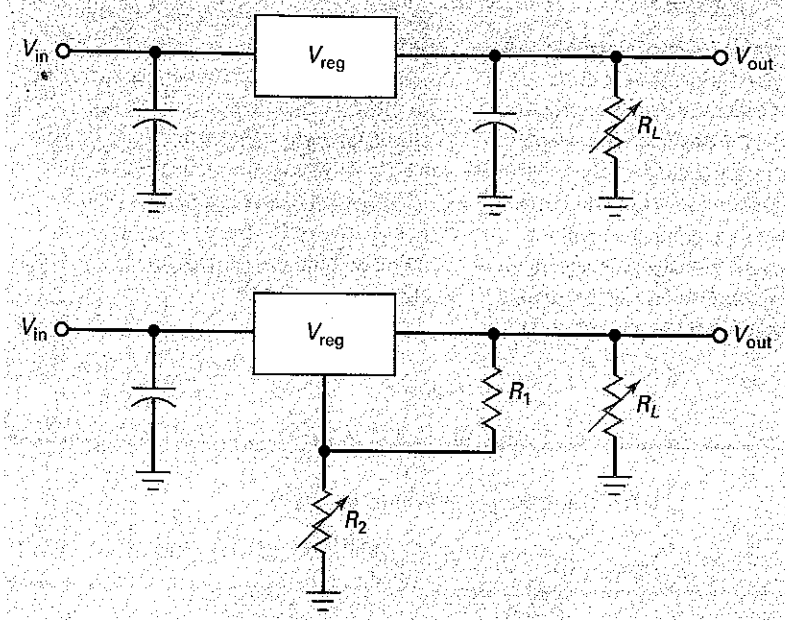
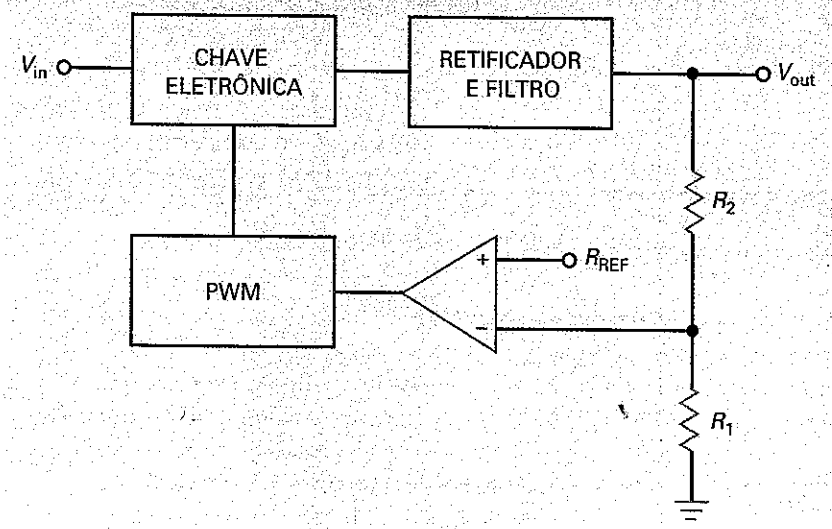
Tipo	Características
Regulador *shunt* Zener 	• $V_{out} = V_Z$ • Fácil de construir • $\Delta V_{out} = \Delta I_Z R_Z$
Regulador *shunt* com transistor 	• $V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE})$ • Regulação melhorada • Proteção interna contra curto-circuito • Baixa eficiência
Regulador série com transistor 	• $V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE})$ • Eficiência melhorada relativa ao regulador *shunt* • $Q_2\ PD \cong (V_{in} - V_{out})I_L$ • Precisa acrescentar proteção contra curto-circuito

Tabela Resumo 24-1 (continuação) Regulador de Tensão

Tipo	Características
Regulador linear com CI	• Fácil de usar • Saídas fixa ou ajustável • $V_{out} = V_{reg}$ ou $\frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_{ref})$ • Essencialmente um regulador série • Boa rejeição ao *ripple* • Possibilidade de proteção contra curto-circuito e temperatura internos
CI Regulador chaveado	• Usa modulação por largura de pulso • Eficiência alta • Eleva ou abaixa a tensão de entrada • Pode necessitar de circuito complexo • Pouco ruído • Comum em computadores e equipamentos eletrônicos de consumo





Resumo

SEÇÃO 24-1 CARACTERÍSTICAS DE FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A regulação de carga indica quanto a tensão de saída varia quando a corrente de carga varia. A regulação de linha indica quanto a tensão de carga varia quando a tensão de linha varia. A resistência de saída determina a regulação de carga.

SEÇÃO 24-2 REGULADORES *SHUNT*

O regulador Zener é o exemplo mais simples de um regulador *shunt*. Acrescentando transistores e amp-op, podemos construir um regulador *shunt* que tem excelente regulação de linha e de carga. A principal desvantagem de um regulador *shunt* é a sua baixa eficiência, provocada por perdas de potência no resistor série e transistor *shunt*.

SEÇÃO 24-3 REGULADORES SÉRIE

Usando um transistor de passagem em vez de um resistor série, podemos construir reguladores série com eficiências maiores que as dos reguladores *shunt*. O seguidor Zener é o exemplo mais simples de um regulador série. Acrescentando transistores e um amp-op, podemos construir reguladores série com regulação de linha e de carga excelentes, mais limitação de corrente.

SEÇÃO 24-4 REGULADORES LINEARES MONOLÍTICOS

Os CIs reguladores de tensão têm uma das seguintes características de tensão: fixa positiva, fixa negativa ou ajustável. Os CIs reguladores também são classificados como padrão, de baixa potência e de baixa tensão de desligamento. A série LM78XX é uma linha padrão de reguladores fixos com tensões de saída de 5 V a 24 V.

SEÇÃO 24-5 REFORÇADORES DE CORRENTE

Para aumentarmos a corrente de carga regulada de um CI regulador tal como o 78XX, podemos usar um transistor externo por onde passa a corrente superior a 1 A. Acrescentando um outro transistor, podemos implementar uma proteção contra curto-circuito.

SEÇÃO 24-6 CONVERSORES CC-CC

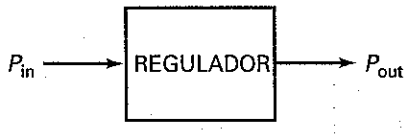
Quando queremos converter uma tensão cc de entrada em uma tensão cc de saída de valor distinto, torna-se útil um conversor cc-cc. Conversores cc-cc não regulados têm um oscilador cuja tensão de saída é proporcional à tensão de entrada. Tipicamente, um arranjo push-pull de transistores e um transformador podem elevar ou abaixar essa tensão. Em seguida, ela é retificada e filtrada para se obter a tensão de saída que é diferente da tensão de entrada.

SEÇÃO 24-7 REGULADORES CHAVEADOS

Um regulador chaveado é um conversor cc-cc que usa a modulação por largura de pulso para regular a tensão de saída. Comutando o transistor de passagem entre os estados ligado e desligado, o regulador chaveado pode atingir eficiências de 70% a 95%. As topologias básicas são a *buck* (abaixadora), *boost* (elevadora) e *buck-boost* (inversora). Esse tipo de regulador é muito comum em computadores e sistemas eletrônicos portáteis.

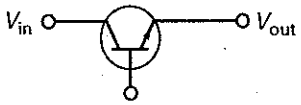
Definições

(24-8) Eficiência:



$$\text{Eficiência} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\%$$

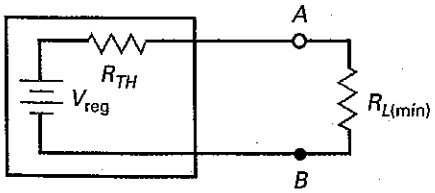
(24-11) Tensão de margem de operação:



$$\text{Tensão de margem de operação} = V_{in} - V_{out}$$

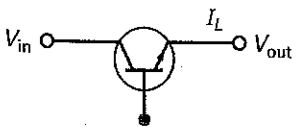
Derivações

(24-4) Regulação de carga:



$$\text{Regulação de carga} = \frac{R_{TH}}{R_{L(min)}} \times 100\%$$

(24-12) Dissipação de potência no transistor de passagem:

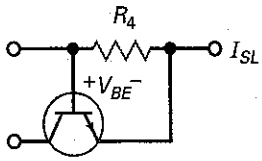


$$P_D \cong (V_{in} - V_{out})I_L$$

(24-13) Eficiência:

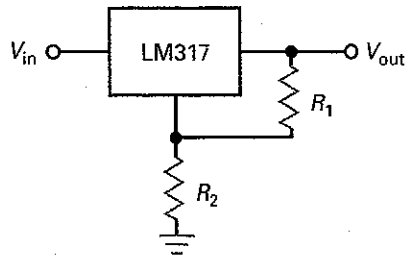
$$\text{Eficiência} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\%$$

(24-17) Corrente de carga em curto-circuito:



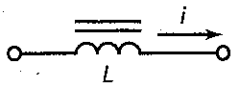
$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4}$$

(24-19) Tensão de saída de um LM317:



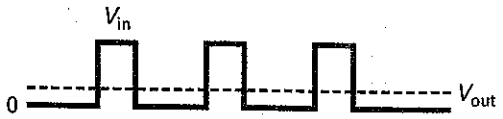
$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(1{,}25\text{V})$$

(24-20) Energia armazenada no campo magnético:



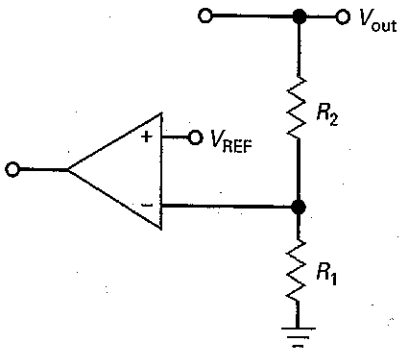
$$\text{Energia} = 0{,}5Li^2$$

(24-21) Valor médio da entrada de sinal para o filtro:



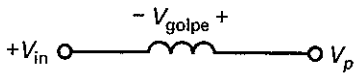
$$V_{out} = DV_{in}$$

(24-22) Saída do regulador chaveado:



$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF}$$

(24-23) Tensão de pico para o *boost*:



$$V_P = V_{in} + V_{golpe}$$

Atividades para o Estudante

1. Os reguladores de tensão normalmente
   a. Usam realimentação negativa
   b. Usam realimentação positiva
   c. Não usam realimentação
   d. Usam limitação de fase
2. Durante a regulação, a dissipação de potência do transistor de passagem é igual à tensão coletor-emissor vezes a corrente
   a. De base
   b. De carga
   c. Zener
   d. De realimentação
3. Sem a limitação de corrente, uma carga em curto-circuito provavelmente
   a. Produzirá uma corrente de carga zero
   b. Destruirá os diodos e o transistor
   c. Terá uma tensão de carga igual à tensão Zener
   d. Terá uma corrente de carga muito pequena
4. Geralmente um resistor sensor de corrente é
   a. Zero
   b. Pequeno
   c. Grande
   d. Aberto
5. A limitação de corrente simples produz um grande aquecimento no
   a. Diodo Zener
   b. Resistor de carga
   c. Transistor de passagem
   d. Ar em volta
6. Com a limitação por retrocesso de corrente, a tensão de carga se aproxima de zero e a corrente de carga se aproxima
   a. De um valor pequeno
   b. Do infinito
   c. Da corrente Zener
   d. De um nível destrutivo
7. Um capacitor pode ser necessário em um regulador de tensão discreto para evitar
   a. Realimentação negativa
   b. Corrente de carga excessiva
   c. Oscilações
   d. Detecção de corrente
8. Se a saída de um regulador de tensão varia de 15 V para 14,7 V entre a corrente de carga mínima e máxima, a regulação de carga é
   a. 0
   b. 1%
   c. 2%
   d. 5%
9. Se a saída de um regulador de tensão varia de 20 V para 19,8 V quando a tensão de linha varia ao longo da faixa especificada, a regulação de linha é
   a. 0
   b. 1%
   c. 2%
   d. 5%
10. A impedância de saída de um regulador de tensão é
    a. Muito pequena
    b. Muito grande
    c. Igual à tensão de carga dividida pela corrente de carga
    d. Igual à tensão de entrada dividida pela corrente de saída
11. Comparada a ondulação de entrada de um regulador de tensão com a de saída vemos que
    a. São iguais em valor
    b. A primeira é muito maior
    c. A primeira é muito menor
    d. É impossível de determinar
12. Um regulador de tensão tem uma rejeição à ondulação de −60 dB. Se a ondulação de entrada é de 1 V, a ondulação de saída é
    a. −6 mV
    b. 1 mV
    c. 10 mV
    d. 1000 V
13. O desligamento térmico ocorre em um CI regulador se
    a. A dissipação de potência é muito baixa
    b. A temperatura interna é muito alta
    c. A corrente no dispositivo é muito baixa
    d. Qualquer um dos eventos acima ocorre

14. **Se um CI regulador linear de três terminais está a alguns centímetros do capacitor de filtro podem aparecer oscilações internas ao CI a menos que usemos**
   a. Uma limitação de corrente
   b. Um capacitor de desvio no pino de entrada
   c. Um capacitor de acoplamento no pino de saída
   d. Uma tensão de entrada regulada

15. **A série 78XX de reguladores de tensão produz uma tensão de saída que é**
   a. Positiva
   b. Negativa
   c. Positiva ou negativa
   d. Não regulada

16. **O LM7812 produz um tensão de saída regulada de**
   a. 3 V c. 12 V
   b. 4 V d. 78 V

17. **Um reforçador de corrente é um transistor**
   a. Em série com o CI regulador
   b. Em paralelo com o CI regulador
   c. Em série ou paralelo
   d. Em paralelo (*shunt*) com a carga

18. **Para um reforçador de corrente entrar em condução, podemos acionar os seus terminais base-emissor com a tensão de**
   a. Um resistor de carga
   b. Uma impedância Zener
   c. Um outro transistor
   d. Um resistor sensor de corrente

19. **Um divisor de fase produz duas tensões de saída que são**
   a. Iguais em fase
   b. De amplitudes diferentes
   c. Opostas em fase
   d. Muito pequenas

20. **Um regulador série é um exemplo de um**
   a. Regulador linear
   b. Regulador chaveado
   c. Regulador *shunt*
   d. Conversor cc-cc

21. **Para se obter uma tensão de saída maior por meio de um regulador chaveado *buck*, temos que**
   a. Diminuir o ciclo de trabalho
   b. Diminuir a tensão de entrada
   c. Aumentar o ciclo de trabalho
   d. Aumentar a freqüência de chaveamento

22. **Um aumento da tensão de linha em uma fonte de alimentação geralmente produz**
   a. Uma diminuição na resistência de carga
   b. Um aumento na tensão de carga
   c. Uma diminuição na eficiência
   d. Menor dissipação de potência nos diodos retificadores

23. **Uma fonte de alimentação com uma impedância de saída baixa tem**
   a. Uma regulação de carga baixa
   b. Uma limitação de corrente baixa
   c. Uma regulação de linha baixa
   d. Uma eficiência baixa

24. **Um regulador com diodo Zener é um**
   a. Regulador *shunt*
   b. Regulador série
   c. Regulador chaveado
   d. Seguidor Zener

25. **A corrente de entrada para um regulador *shunt* é**
   a. Variável
   b. Constante
   c. Igual à corrente de carga
   d. Usada para armazenar energia em um campo magnético

26. **Uma vantagem da regulação *shunt* é**
   a. Ter uma proteção interna contra curto-circuito
   b. Baixa dissipação de potência no transistor de passagem
   c. Alta eficiência
   d. Pequena potência perdida

27. **A eficiência de um regulador de tensão é alta quando**
   a. A potência de entrada é baixa
   b. A potência de saída é alta
   c. Uma pequena potência é perdida
   d. A potência de entrada é alta

28. **Um regulador *shunt* é ineficiente porque**
   a. Ele perde potência
   b. Ele usa um resistor série e um transistor *shunt*
   c. A razão da potência de saída pela de entrada é baixa
   d. Todos os itens acima estão corretos

29. **Um regulador chaveado é considerado**
   a. Gerador de pouco ruído
   b. Gerador de muito ruído
   c. Ineficiente
   d. Linear

30. **O seguidor Zener é um exemplo de um regulador**
   a. *Boost*
   b. *shunt*
   c. *Buck*
   d. Série

31. **Um regulador série é mais eficiente que um *shunt* porque**
   a. Ele tem um resistor série
   b. Ele pode elevar a tensão
   c. O transistor de passagem substitui o resistor série
   d. Ele comuta o transistor de passagem entre corte e saturação

32. **A eficiência de um regulador linear é alta quando**
   a. A tensão de margem de operação é baixa
   b. O transistor de passagem tem uma alta dissipação de potência
   c. A tensão Zener é baixa
   d. A tensão de saída é baixa

33. **Se a carga está em curto-circuito, o transistor de passagem tem a menor potência dissipada quando o regulador tem**
   a. Limitação por retrocesso de corrente
   b. Eficiência baixa
   c. Topologia *buck*
   d. Uma tensão Zener alta

34. **A tensão de desligamento de reguladores lineares monolíticos padrão é próxima de**
   a. 0,3 V
   b. 0,7 V
   c. 2 V
   d. 3,1 V

35. **Em um regulador *buck*, a tensão de saída é filtrada com um**
   a. Filtro indutivo
   b. Filtro capacitivo
   c. Diodo
   d. Divisor de tensão

36. **O regulador com a maior eficiência é o**
   a. *shunt*
   b. Série
   c. Chaveado
   d. Conversor cc-cc

37. **Em um regulador *boost*, a tensão de saída é filtrada com um**
   a. Filtro indutivo
   b. Filtro capacitivo
   c. Diodo
   d. Divisor de tensão

38. **O regulador *buck-boost* também é**
   a. Um abaixador
   b. Um elevador
   c. Um inversor
   d. Todos as alternativas acima estão corretas

Problemas

SEÇÃO 24-1 CARACTERÍSTICAS DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO

24-1 Uma fonte de alimentação tem V_{NL} = 15 V e V_{FL} = 14,5 V. Qual a regulação de carga?

24-2 Uma fonte de alimentação tem V_{HL} = 20 V e V_{LL} = 19 V. Qual a regulação de linha?

24-3 Se a tensão de linha varia de 108 V para 135 V e a tensão de carga varia de 12 V para 12,3 V, qual a regulação de linha?

24-4 Uma fonte de alimentação tem uma resistência de saída de 2 Ω. Se a resistência de carga mínima é 50 Ω, qual a regulação de carga?

SEÇÃO 24-2 REGULADORES *SHUNT*

24-5 Na Figura 24-4, V_{in} = 25 V, R_S = 22 Ω, V_Z = 18 V, V_{BE} = 0,75 V e R_L = 100 Ω. Quais são os valores da tensão de saída, da corrente de entrada, da corrente de carga e da corrente de coletor?

24-6 O regulador *shunt* da Figura 24-5 tem os seguintes valores de circuito: V_{in} = 25 V, R_S = 15 Ω, V_Z = 5,6 V, V_{BE} = 0,77 V e R_L = 80 Ω. Se R_1 = 330 Ω e R_2 = 680 Ω, quais os valores aproximados da tensão de saída, da corrente de entrada, da corrente de carga e da corrente de coletor?

24-7 O regulador *shunt* da Figura 24-6 tem os seguintes valores de circuito: V_{in} = 25 V, R_S = 8,2 Ω, V_Z = 5,6 V e R_L = 50 Ω. Se R_1 = 2,7 kΩ e R_2 = 6,2 kΩ, quais os valores aproximados da tensão de saída, da corrente de entrada, da corrente de carga e da corrente de coletor?

SEÇÃO 24-3 REGULADORES SÉRIE

24-8 Na Figura 24-8, V_{in} = 20 V, V_Z = 4,7 V, R_1 = 2,2 kΩ, R_2 = 4,7 kΩ, R_3 = 1,5 kΩ, R_4 = 2,7 kΩ e R_L = 50 Ω. Qual a tensão de entrada? Qual a dissipação de potência no transistor de passagem?

24-9 Qual a eficiência aproximada no Problema 24-8?

24-10 Na Figura 24-15, a tensão Zener é alterada para 6,2 V. Qual a tensão de saída aproximada?

24-11 Na Figura 24-16, V_{in} pode variar de 20 V a 30 V. Qual a corrente máxima no Zener?

24-12 Se o potenciômetro de 1 kΩ da Figura 24-16 é substituído por um de 1,5 kΩ, quais são as tensões de saída regulada mínima e máxima?

24-13 Se a tensão de saída regulada for 8 V na Figura 24-16, qual a resistência de carga onde inicia a limitação de corrente? Qual a corrente de carga em curto-circuito aproximada?

SEÇÃO 24-4 REGULADORES LINEARES MONOLÍTICOS

24-14 Qual a corrente de carga na Figura 24-33? Qual a tensão de margem de operação? Qual a dissipação de potência do LM7815?

24-15 Qual a ondulação de saída na Figura 24-33?

24-16 Se R_1 = 2,7 kΩ e R_2 = 20 kΩ na Figura 24-20, qual a tensão de saída?

24-17 O LM7815 é usado com uma tensão de entrada que pode variar de 18 V a 25 V. Qual a eficiência máxima? Qual a eficiência mínima?

SEÇÃO 24-6 CONVERSORES CC-CC

24-18 Um conversor cc-cc tem uma tensão de entrada de 5 V e uma tensão de saída de 12 V. Se a corrente de entrada for 1 A e a corrente de saída for 0,25 A, qual a eficiência desse conversor?

24-19 Um conversor cc-cc tem uma tensão de entrada de 12 V e uma tensão de saída de 5 V. Se a corrente de entrada for 2 A e a eficiência for de 80%, qual a corrente de saída?

SEÇÃO 24-7 REGULADORES CHAVEADOS

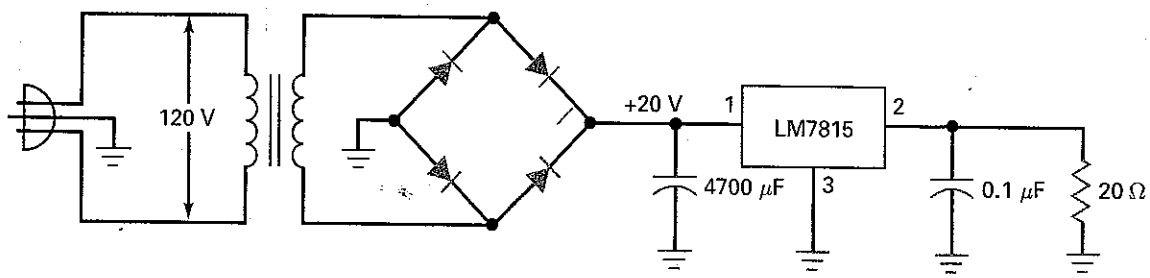
24-20 Um regulador *buck* tem V_{REF} = 2,5 V, R_1 = 1,5 kΩ e R_2 = 10 kΩ. Qual a tensão de saída?

24-21 Se o ciclo e trabalho for de 30% e o valor de pico dos pulsos no filtro indutivo for 20 V, qual a tensão de saída regulada?

24-22 Um regulador *boost* tem V_{REF} = 1,25 V, R_1 = 1,2 kΩ e R_2 = 15 kΩ. Qual a tensão de saída?

24-23 Um regulador *buck-boost* tem V_{REF} = 2,1 V, R_1 = 2,1 kΩ e R_2 = 12 kΩ. Qual a tensão de saída?

Figura 24-33 Exemplo.

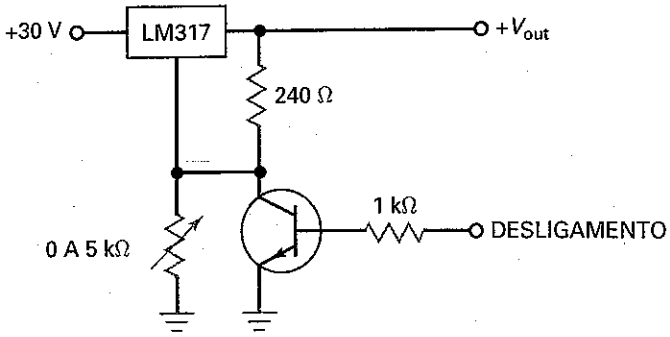


Raciocínio Crítico

24-24 A Figura 24-34 mostra um regulador LM317 com desligamento eletrônico. Quando a tensão de desligamento for zero, o transistor estará em corte não tendo efeito na operação do restante do circuito. Porém, quando a tensão de desligamento é aproximadamente 5 V, o transistor entra na saturação. Qual a faixa ajustável da tensão de saída quando a tensão de desligamento for zero? Qual a tensão de saída quando a tensão de desligamento for 5 V?

24-25 O transistor da Figura 24-34 está em corte. Para obter uma tensão de saída de 18 V, em que valor deve ser ajustado o resistor?

Figura 24–34



24–26 Quando um retificador em ponte e um filtro capacitivo acionam um regulador de tensão, a tensão do capacitor durante a descarga é quase uma rampa perfeita. Por que é uma rampa em vez de uma onda exponencial?

24–27 Se a regulação de carga for 5% e a tensão sem carga for 12,5 V, qual a tensão com carga máxima?

24–28 Se a regulação de linha for 3% e a tensão de linha baixa for 16 V, qual a tensão de linha alta?

24–29 Uma fonte de alimentação tem uma regulação de carga de 1% e uma resistência de carga mínima de 10 Ω. Qual a resistência de saída da fonte de alimentação?

24–30 O regulador *shunt* da Figura 24-6 tem uma tensão de entrada de 35 V, uma corrente de coletor de 60 mA e uma corrente de carga de 140 mA. Se a resistência série for de 100 Ω, qual a resistência de carga?

24–31 Na Figura 24-10, queremos que a limitação de corrente inicie em aproximadamente 250 mA. Qual o valor que devemos usar para R_4?

24–32 O circuito na Figura 24-12 tem uma tensão de saída de 10 V. Se V_{BE} = 0,7 V para o transistor de limitação de corrente, quais são os valores da corrente de carga em curto-circuito e da corrente de carga máxima? Use K = 0,7 e R_4 = 1 Ω.

24–33 Na Figura 24-35, R_5 = 7,5 kΩ, R_6 = 1 kΩ, R_7 = 9 kΩ e C_3 = 0,001 μF. Qual a freqüência de chaveamento do regulador *buck*?

24–34 Na Figura 24-16, o cursor está na metade da faixa. Qual a tensão de saída?

Análise de Defeito

Use a Figura 24-35 para os problemas restantes. Neste conjunto de problemas, você fará a análise de defeito de um regulador chaveado. Antes de começar, observe a linha OK da tabela de análise de defeito para conhecer as formas de onda normais com suas tensões de pico corretas. Nesse exercício, a maioria dos defeitos são falhas de CIs em vez de resistores. Quando um CI falha, qualquer coisa pode acontecer. Pinos podem estar abertos internamente, em curto-circuito e assim por diante. Não importa qual o defeito interno ao CI, o sintoma mais comum é uma saída presa. Isso se refere a uma tensão de saída presa na saturação positiva ou negativa. Se os sinais de entrada estão OK, um CI com uma saída presa tem que ser substituído. Os problemas a seguir lhe proporcionam a oportunidade de lidar com saídas presas em +13,5 V ou −13,5 V.

24–35 Determine o problema 1.

24–36 Determine o problema 2.

24–37 Determine o problema 3.

24–38 Determine o problema 4.

24–39 Determine o problema 5.

24–40 Determine o problema 6.

24–41 Determine o problema 7.

24–42 Determine o problema 8.

24–43 Determine o problema 9.

Figura 24–35

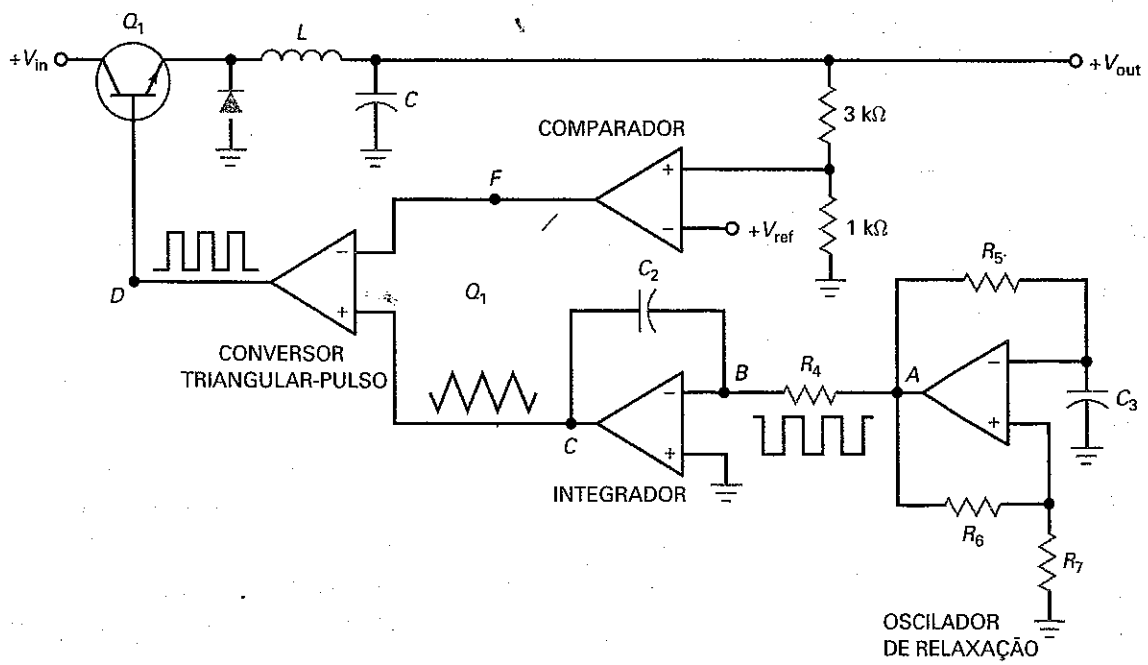
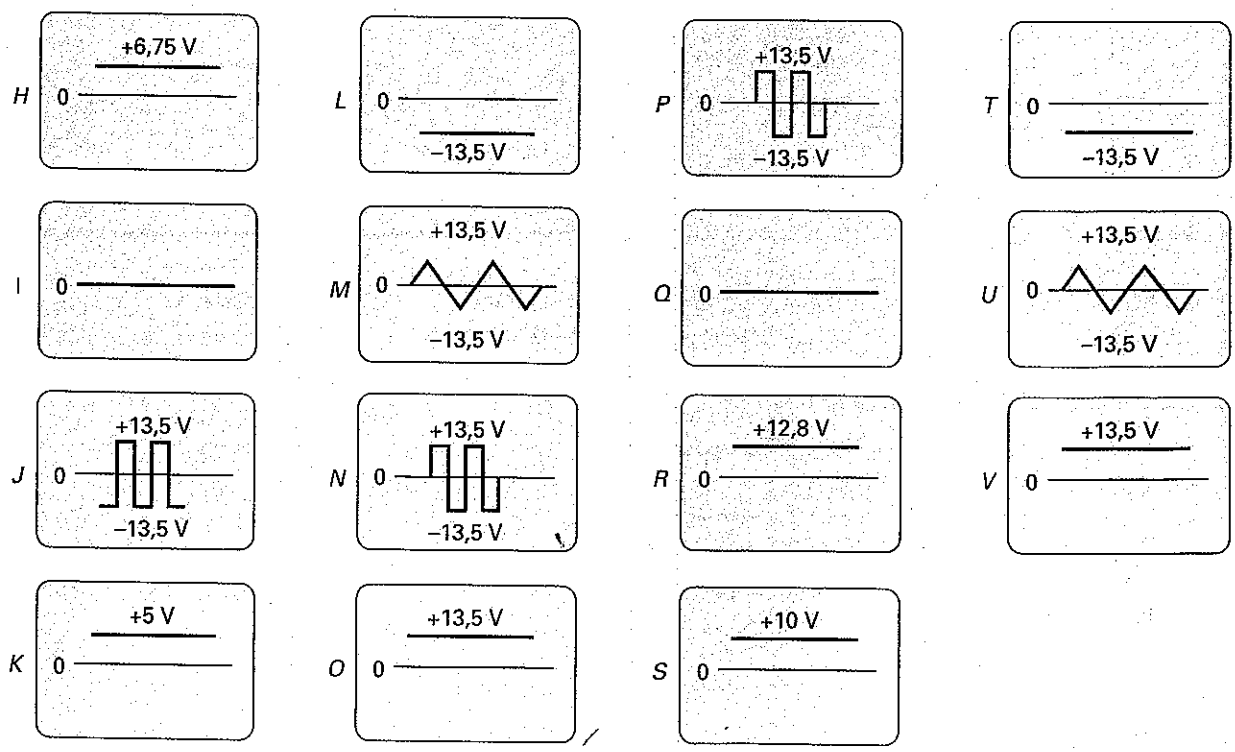


Figura 24–35 (continuação)

Análise de Defeito

Defeito	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F
OK	N	I	M	J	K	H
T1	P	I	U	T	I	L
T2	T	L	V	O	R	O
T3	N	Q	M	V	I	T
T4	P	N	L	T	Q	L
T5	P	V	L	T	I	L
T6	N	Q	M	O	R	T
T7	P	I	U	I	Q	L
T8	P	I	U	L	Q	V
T9	N	Q	M	O	R	V

Formas de Onda



Questões de Entrevista

1. Desenhe qualquer regulador *shunt* e diga como ele funciona.
2. Desenhe qualquer regulador série e diga como ele funciona.
3. Explique por que a eficiência de um regulador série é melhor que a de um regulador *shunt*.
4. Quais são os três tipos básicos de reguladores chaveados? Qual deles é elevador de tensão? Qual produz uma saída negativa a partir de uma entrada positiva? Qual deles é abaixador de tensão?
5. Em um regulador série, o que significa tensão de margem de operação? Como a eficiência está relacionada com a tensão de margem de operação?
6. Qual a diferença entre o LM7806 e o LM7912?

7. Explique o que significa regulação de linha e de carga. Esses parâmetros devem ter valores altos ou baixos para se ter uma fonte de alimentação de qualidade?
8. Como a resistência de saída ou Thévenin de uma fonte de alimentação está relacionada com a regulação de carga? Para uma fonte de alimentação de qualidade, a resistência de saída deve ser alta ou baixa?
9. Qual a diferença entre a limitação simples de corrente e a limitação por retrocesso de corrente?
10. O que significa *desligamento térmico*?
11. O fabricante de um regulador de três terminais recomenda o uso de um capacitor de desvio na entrada se o CI está a uma distância maior que 6 polegadas (~15,24 cm) da fonte de alimentação não regulada. Qual a finalidade desse capacitor?
12. Qual a tensão de desligamento típica para um CI da série LM78XX? O que significa esse parâmetro?

Respostas — Atividades para o Estudante

1. a
2. b
3. b
4. b
5. c
6. a
7. c
8. c
9. b
10. a
11. c
12. b
13. b
14. b
15. a
16. c
17. b
18. d
19. c
20. a
21. c
22. b
23. a
24. a
25. b
26. a
27. c
28. d
29. b
30. d
31. c
32. a
33. a
34. c
35. a
36. c
37. b
38. d

Respostas dos Problemas Práticos

24-1 $V_{out} \approx 7{,}6$ V;
$I_S \approx 440$ mA;
$I_L = 190$ mA;
$I_C = 250$ mA

24-2 $V_{out} = 11{,}1$ V;
$I_S = 392$ mA;
$I_L = 277$ mA;
$I_C \approx 115$ mA

24-3 $P_{out} = 3{,}07$ W;
$P_{in} = 5{,}88$ W;
% Eff. $\approx 52{,}2\%$

24-4 $I_C \approx 66$ mA;
$P_D = 858$ mW

24-6 Regulação de carga = 2,16%
Regulação de linha = 3,31%

24-7 $V_{out} = 8{,}4$ V;
$P_D = 756$ mV

24-8 Eficiência $\approx 70\%$

24-9 $V_{out} = 11{,}25$ V

24-11 $I_Z = 22{,}7$ mA;
$V_{out(mín)} = 5{,}57$ V;
$V_{out(máx)} = 13$ V;
$R_L = 41{,}7\ \Omega$;
$I_{SL} = 350$ mA

24-12 $I_L = 150$ mA;
$V_R = 198\ \mu$V

24-13 $V_{out} = 7{,}58$ V

24-15 $V_{out} \approx 7{,}81$ V;
$R_2 = 7{,}8$ kΩ

24-16 $V_{out} = 7{,}4$ V

Apêndice A

Folhas de Dados

1N4001 a 1N4007 (diodos retificadores)

Série 1N957B (diodos Zener)

Série 1N4728A (diodos Zener)

2N3903, 2N3904 (transistores de silício de propósito geral: *npn*)

2N3906 (transistores de silício de propósito geral: *pnp*)

TIP 100/101/102 (transistor Darlington de silício)

MPF102 (JFET canal *n* para amplificador de RF)

2N7000 (MOSFET canal *n* modo enriquecimento)

2N6504 (retificadores controlados de silício)

FKPF8N80 (tiristor)

FGL60N100BNTD (IGBT com tecnologia Trench-NPT)

LM741 (amplificador operacional de propósito geral)

LM118/218/318 (amplificadores operacionais de precisão e alta velocidade)

LM555 (temporizador)

XR-2206 (CI gerador de função)

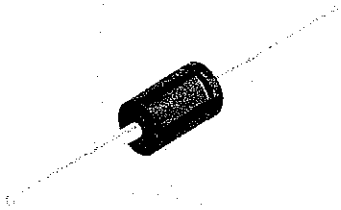
Série LM78XX (reguladores de tensão de três terminais)

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

1N4001 - 1N4007

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

General Purpose Rectifiers

Absolute Maximum Ratings*

T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current, .375 " lead length @ T_A = 75°C	1.0							A
I_{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	30							A
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175							°C
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

Electrical Characteristics

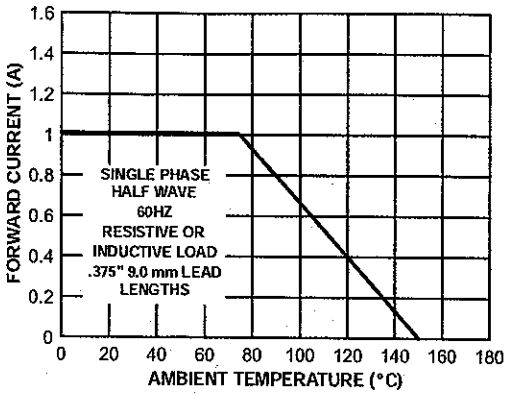
T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Device							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_F	Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
I_{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T_A = 75°C	30							µA
I_R	Reverse Current @ rated V_R T_A = 25°C T_A = 100°C	5.0 500							µA µA
C_T	Total Capacitance V_R = 4.0 V, f = 1.0 MHz	15							pF

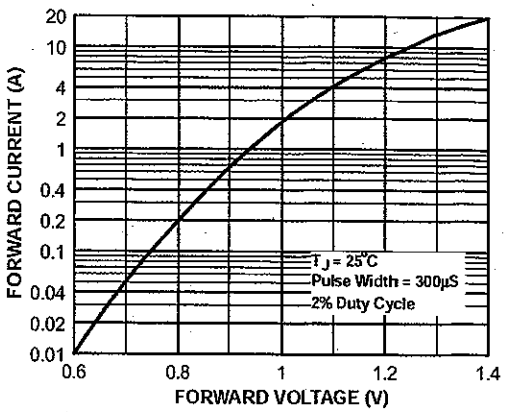
©2003 Fairchild Semiconductor Corporation

Typical Characteristics

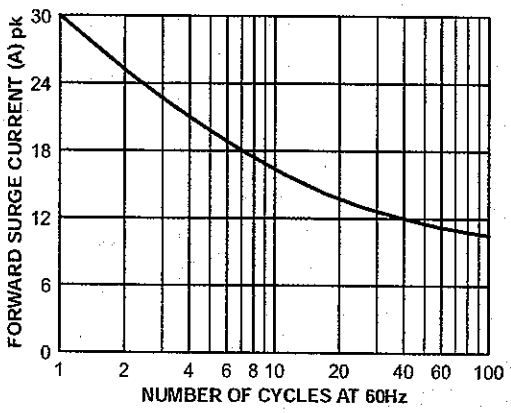
Forward Current Derating Curve



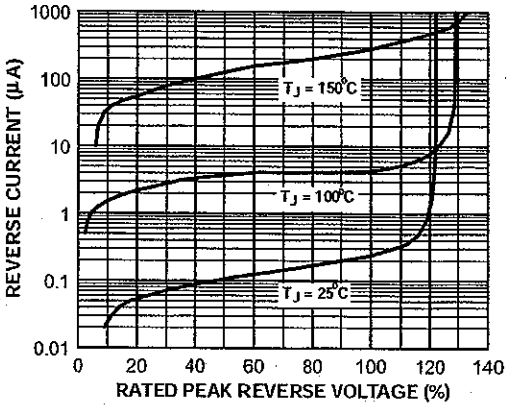
Forward Characteristics



Non-Repetitive Surge Current



Reverse Characteristics



©2003 Fairchild Semiconductor Corporation

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

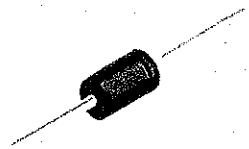
Zeners
1N957B - 1N991B

Absolute Maximum Ratings * T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation @ TL ≤ 75°C, Lead Length = 3/8"	500	mW
	Derate above 75°C	4.0	mW/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-65 to +200	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

Tolerance = 5%



DO-35 Glass case
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Electrical Characteristics T_A=25°C unless otherwise noted

Device	V_Z (Volts) (Note 1)				Z_Z (Ω) (Note 2)			I_R @ V_R		I_{ZM} (mA) (Note 3)
	Min.	Typ.	Max.	@ I_Z (mA)	Z_Z @ I_Z	Z_{ZK} @ I_{ZK} Ω	Z_{ZK} @ I_{ZK} mA	μA	Volts	
1N957B	6.46	6.8	7.14	18.5	4.5	700	1.0	150	5.2	47
1N958B	7.125	7.5	7.875	16.5	5.5	700	0.5	75	5.7	42
1N959B	7.79	8.2	8.61	15	6.5	700	0.5	50	6.2	38
1N960B	8.645	9.1	9.555	14	7.5	700	0.5	25	6.9	35
1N961B	9.5	10	10.5	12.5	8.5	700	0.25	10	7.6	32
1N962B	10.45	11	11.55	11.5	9.5	700	0.25	5	8.4	28
1N963B	11.4	12	12.6	10.5	11.5	700	0.25	5	9.1	26
1N964B	12.35	13	13.65	9.5	13	700	0.25	5	9.9	24
1N965B	14.25	15	15.75	8.5	16	700	0.25	5	11.4	21
1N966B	15.2	16	16.8	7.8	17	700	0.25	5	12.2	19
1N967B	17.1	18	18.9	7.0	21	750	0.25	5	13.7	17
1N968B	19	20	21	6.2	25	750	0.25	5	15.2	15
1N969B	20.9	22	23.1	5.6	29	750	0.25	5	16.7	14
1N970B	22.8	24	25.2	5.2	33	750	0.25	5	18.2	13
1N971B	25.652	27	28.35	4.6	41	750	0.25	5	20.6	11
1N972B	8.5	30	31.5	4.2	49	1000	0.25	5	22.8	10
1N973B	31.35	33	34.65	3.8	58	1000	0.25	5	25.1	9.2
1N974B	34.2	36	37.8	3.4	70	1000	0.25	5	27.4	8.5
1N975B	37.05	39	40.95	3.2	80	1000	0.25	5	29.7	7.8
1N976B	40.85	43	45.15	3.0	93	1500	0.25	5	32.7	7.0
1N977B	44.65	47	49.35	2.7	105	1500	0.25	5	35.8	6.4
1N978B	48.45	51	53.55	2.5	125	1500	0.25	5	38.8	5.9
1N979B	53.2	56	58.8	2.2	150	2000	0.25	5	42.6	5.4
1N980B	58.9	62	65.1	2.0	185	2000	0.25	5	47.1	4.9
1N981B	64.6	68	71.4	1.8	230	2000	0.25	5	51.7	4.5

©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

Electrical Characteristics (Continued) T_A=25°C unless otherwise noted

Device	V_Z (Volts) (Note 1)				Z_Z (Ω) (Note 2)			I_R @ V_R		I_{ZM} (mA) (Note 3)
	Min.	Typ.	Max.	@ I_Z	Z_Z @ I_Z	Z_{ZK} @ I_{ZK} Ω	Z_{ZK} @ I_{ZK} mA	μA	Volts	
1N982B	71.25	75	78.75	1.7	270	2000	0.25	5	56.0	4.1
1N983B	77.9	82	86.1	1.5	330	3000	0.25	5	62.2	3.7
1N984B	86.45	91	95.55	1.4	400	3000	0.25	5	69.2	3.3
1N985B	95	100	105	1.3	500	3000	0.25	5	76.0	3.0
1N986B	104.5	110	115.5	1.1	750	4000	0.25	5	83.6	2.7
1N987B	114	120	126	1.0	900	4500	0.25	5	91.2	2.5
1N988B	123.5	130	136.5	0.95	1100	5000	0.25	5	98.8	2.3
1N989B	142.5	150	157.5	0.85	1500	6000	0.25	5	114	2.0
1N990B	152	160	168	0.80	1700	6500	0.25	5	121.6	1.9
1N991B	171	180	189	0.68	2200	7100	0.25	5	136.8	1.7

Notes:

1. Zener Voltage (V_Z) Measurement
   Nominal zener voltage is measured with the device junction in the thermal equilibrium at the lead temperature (T_L) at 30°C ± 1°C and 3/8" lead length.
2. Zener Impedance (Z_Z) Derivation
   Z_{ZT} and Z_{ZK} are measured by dividing the ac voltage drop across the device by the ac current applied. The specified limits are for $I_{Z(ac)} = 0.1\ I_{Z(dc)}$ with the ac frequency = 60Hz.
3. Maximum Zener Current Ratings (I_{ZM})
   The maximum current handling capability on a worst case basis is limited by the actual zener voltage at the operation point and the power derating curve.

©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

January 2005

1N4728A - 1N4764A

Zeners

DO-41 Glass case
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings * T_a = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation @ TL ≤ 50°C, Lead Length = 3/8"	1.0	W
	Derate above 50°C	6.67	mW/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-65 to +200	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

Electrical Characteristics T_a = 25°C unless otherwise noted

Device	V_Z (V) @ I_Z (Note 1)			Test Current I_Z (mA)	Max. Zener Impedance			Leakage Current	
	Min.	Typ.	Max.		Z_Z @ I_Z (Ω)	Z_{ZK} @ I_{ZK} (Ω)	I_{ZK} (mA)	I_R (μA)	V_R (V)
1N4728A	3.315	3.3	3.465	76	10	400	1	100	1
1N4729A	3.42	3.6	3.78	69	10	400	1	100	1
1N4730A	3.705	3.9	4.095	64	9	400	1	50	1
1N4731A	4.085	4.3	4.515	58	9	400	1	10	1
1N4732A	4.465	4.7	4.935	53	8	500	1	10	1
1N4733A	4.845	5.1	5.355	49	7	550	1	10	1
1N4734A	5.32	5.6	5.88	45	5	600	1	10	2
1N4735A	5.89	6.2	6.51	41	2	700	1	10	3
1N4736A	6.46	6.8	7.14	37	3.5	700	1	10	4
1N4737A	7.125	7.5	7.875	34	4	700	0.5	10	5
1N4738A	7.79	8.2	8.61	31	4.5	700	0.5	10	6
1N4739A	8.645	9.1	9.555	28	5	700	0.5	10	7
1N4740A	9.5	10	10.5	25	7	700	0.25	10	7.6
1N4741A	10.45	11	11.55	23	8	700	0.25	5	8.4
1N4742A	11.4	12	12.6	21	9	700	0.25	5	9.1
1N4743A	12.35	13	13.65	19	10	700	0.25	5	9.9
1N4744A	14.25	15	15.75	17	14	700	0.25	5	11.4
1N4745A	15.2	16	16.8	15.5	16	700	0.25	5	12.2
1N4746A	17.1	18	18.9	14	20	750	0.25	5	13.7
1N4747A	19	20	21	12.5	22	750	0.25	5	15.2

©2005 Fairchild Semiconductor Corporation

Electrical Characteristics T_C = 25°C unless otherwise noted

Device	V_Z (V) @ I_Z (Note 1)			Test Current I_Z (mA)	Max. Zener Impedance			Leakage Current	
	Min.	Typ.	Max.		Z_Z @ I_Z (Ω)	Z_{ZK} @ I_{ZK} (Ω)	I_{ZK} (mA)	I_R (μA)	V_R (V)
1N4748A	20.9	22	23.1	11.5	23	750	0.25	5	16.7
1N4749A	22.8	24	25.2	10.5	25	750	0.25	5	18.2
1N4750A	25.65	27	28.35	9.5	35	750	0.25	5	20.6
1N4751A	28.5	30	31.5	8.5	40	1000	0.25	5	22.8
1N4752A	31.35	33	34.65	7.5	45	1000	0.25	5	25.1
1N4753A	34.2	36	37.8	7	50	1000	0.25	5	27.4
1N4754A	37.05	39	40.95	6.5	60	1000	0.25	5	29.7
1N4755A	40.85	43	45.15	6	70	1500	0.25	5	32.7
1N4756A	44.65	47	49.35	5.5	80	1500	0.25	5	35.8
1N4757A	48.45	51	53.55	5	95	1500	0.25	5	38.8
1N4758A	53.2	56	58.8	4.5	110	2000	0.25	5	42.6
1N4759A	58.9	62	65.1	4	125	2000	0.25	5	47.1
1N4760A	64.6	68	71.4	3.7	150	2000	0.25	5	51.7
1N4761A	71.25	75	78.75	3.3	175	2000	0.25	5	56
1N4762A	77.9	82	86.1	3	200	3000	0.25	5	62.2
1N4763A	86.45	91	95.55	2.8	250	3000	0.25	5	69.2
1N4764A	95	100	105	2.5	350	3000	0.25	5	76

Notes:

1. Zener Voltage (V_Z)
   The zener voltage is measured with the device junction in the thermal equilibrium at the lead temperature (T_L) at 30°C ± 1°C and 3/8" lead length.

2N3903, 2N3904

2N3903 is a Preferred Device

General Purpose Transistors

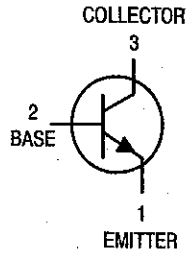
NPN Silicon

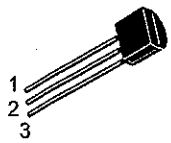
ON Semiconductor*

http://onsemi.com

Features

- Pb–Free Packages are Available*





TO–92
CASE 29
STYLE 1

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	60	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EBO}	6.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	1.5 12	W mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−55 to +150	°C

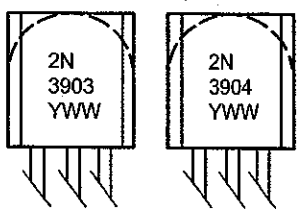
Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

1. Indicates Data in addition to JEDEC Requirements.

MARKING DIAGRAMS



Y = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb–Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2004

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

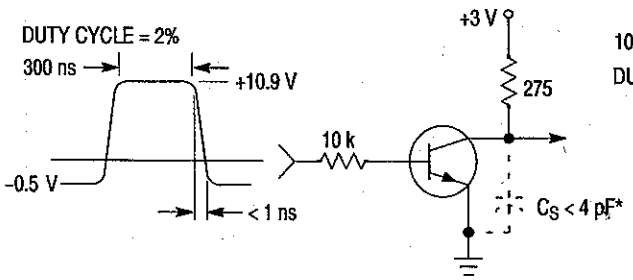
Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector−Emitter Breakdown Voltage (Note 2) (I_C = 1.0 mAdc, I_B = 0)		$V_{(BR)CEO}$	40	–	Vdc
Collector−Base Breakdown Voltage (I_C = 10 μAdc, I_E = 0)		$V_{(BR)CBO}$	60	–	Vdc
Emitter−Base Breakdown Voltage (I_E = 10 μAdc, I_C = 0)		$V_{(BR)EBO}$	6.0	–	Vdc
Base Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, V_{EB} = 3.0 Vdc)		I_{BL}	–	50	nAdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, V_{EB} = 3.0 Vdc)		I_{CEX}	–	50	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (Note 2)		h_{FE}			–
(I_C = 0.1 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903		20	–	
	2N3904		40	–	
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903		35	–	
	2N3904		70	–	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903		50	150	
	2N3904		100	300	
(I_C = 50 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903		30	–	
	2N3904		60	–	
(I_C = 100 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903		15	–	
	2N3904		30	–	
Collector−Emitter Saturation Voltage (Note 2)		$V_{CE(sat)}$			Vdc
(I_C = 10 mAdc, I_B = 1.0 mAdc)			–	0.2	
(I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc			–	0.3	
Base−Emitter Saturation Voltage (Note 2)		$V_{BE(sat)}$			Vdc
(I_C = 10 mAdc, I_B = 1.0 mAdc)			0.65	0.85	
(I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc)			–	0.95	
SMALL−SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current−Gain − Bandwidth Product		f_T			MHz
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	2N3903		250	–	
	2N3904		300	–	
Output Capacitance (V_{CB} = 5.0 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)		C_{obo}	–	4.0	pF
Input Capacitance (V_{EB} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 1.0 MHz)		C_{ibo}	–	8.0	pF
Input Impedance		h_{ie}			k Ω
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903		1.0	8.0	
	2N3904		1.0	10	
Voltage Feedback Ratio		h_{re}			X 10^{-4}
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903		0.1	5.0	
	2N3904		0.5	8.0	
Small−Signal Current Gain		h_{fe}			–
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903		50	200	
	2N3904		100	400	
Output Admittance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)		h_{oe}	1.0	40	μmhos
Noise Figure		NF			dB
(I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 5.0 Vdc, R_S = 1.0 k Ω, f = 1.0 kHz)	2N3903		–	6.0	
	2N3904		–	5.0	
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Delay Time	(V_{CC} = 3.0 Vdc, V_{BE} = 0.5 Vdc, I_C = 10 mAdc, I_{B1} = 1.0 mAdc)	t_d	–	35	ns
Rise Time		t_r	–	35	ns
Storage Time	(V_{CC} = 3.0 Vdc, I_C = 10 mAdc, I_{B1} = I_{B2} = 1.0 mAdc) 2N3903	t_s	–	175	ns
	2N3904		–	200	
Fall Time		t_f	–	50	ns

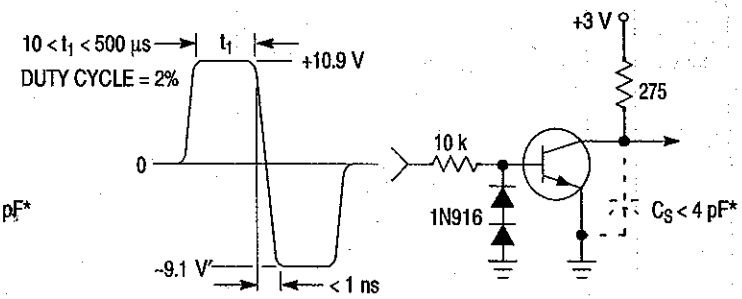
2. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs; Duty Cycle ≤ 2%.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
2N3903	TO−92	5,000 Units / Box
2N3903RLRM	TO−92	2,000 / Ammo Pack
2N3904	TO−92	5,000 Units / Box
2N3904G	TO−92 (Pb−Free)	5,000 Units / Box
2N3904RLRA	TO−92	2,000 / Tape & Reel
2N3904RLRAG	TO−92 (Pb−Free)	2,000 / Tape & Reel
2N3904RLRE	TO−92	2,000 / Tape & Reel
2N3904RLRM	TO−92	2,000 / Ammo Pack
2N3904RLRMG	TO−92 (Pb−Free)	2,000 / Ammo Pack
2N3904RLRP	TO−92	2,000 / Ammo Pack
2N3904RLRPG	TO−92 (Pb−Free)	2,000 / Ammo Pack
2N3904RL1	TO−92	2,000 / Tape & Reel
2N3904ZL1	TO−92	2,000 / Ammo Pack

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.





* Total shunt capacitance of test jig and connectors

Figure 1. Delay and Rise Time Equivalent Test Circuit

Figure 2. Storage and Fall Time Equivalent Test Circuit

TYPICAL TRANSIENT CHARACTERISTICS

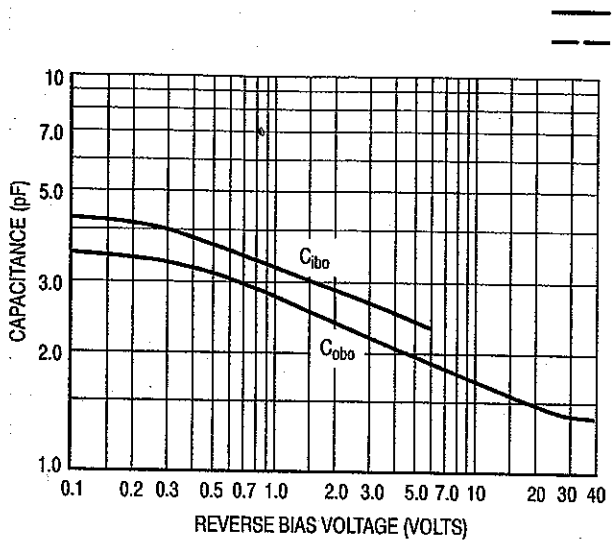


Figure 3. Capacitance

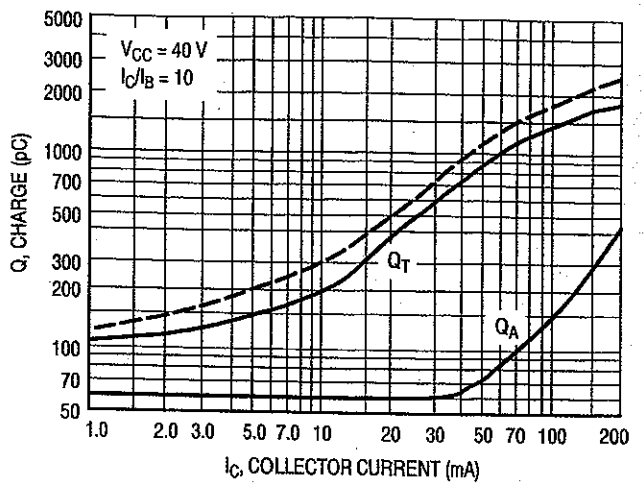


Figure 4. Charge Data

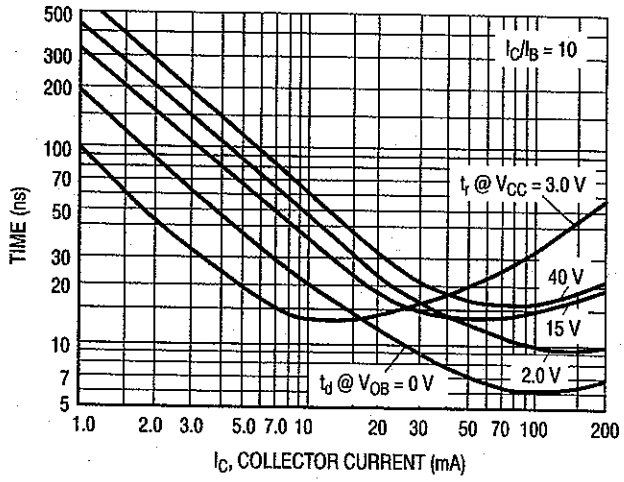


Figure 5. Turn–On Time

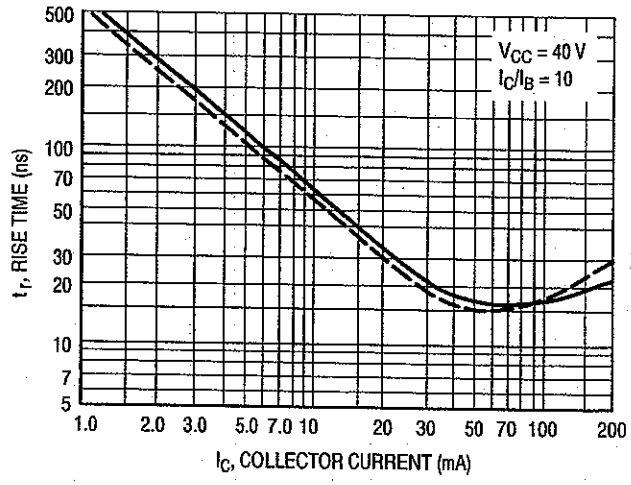


Figure 6. Rise Time

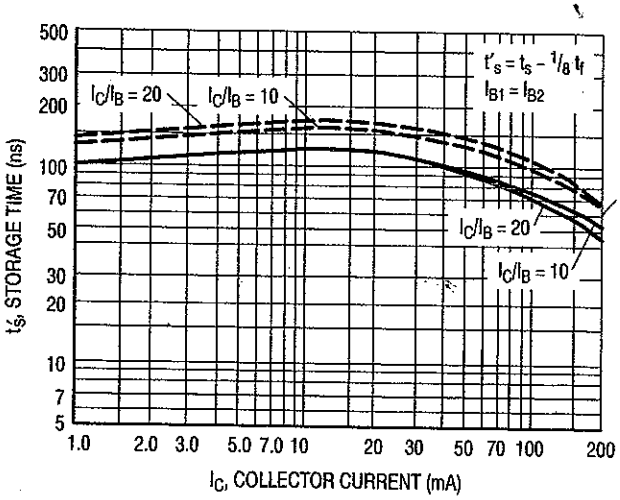


Figure 7. Storage Time

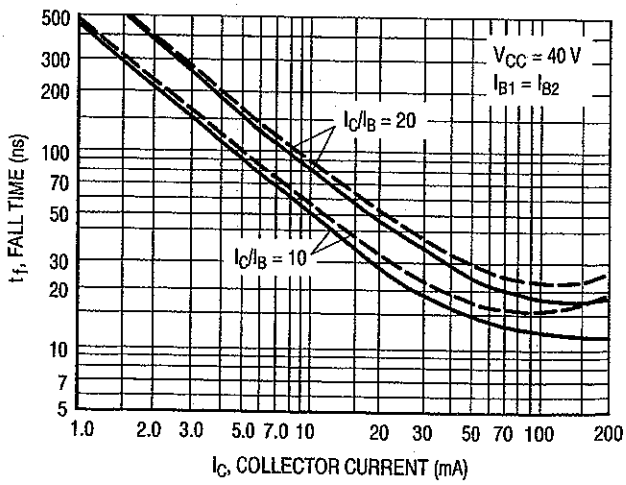


Figure 8. Fall Time

TYPICAL AUDIO SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS
NOISE FIGURE VARIATIONS

(V_{CE} = 5.0 Vdc, T_A = 25°C, Bandwidth = 1.0 Hz)

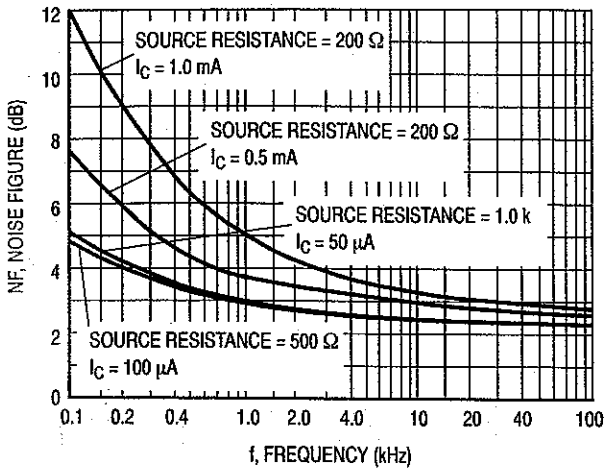


Figure 9.

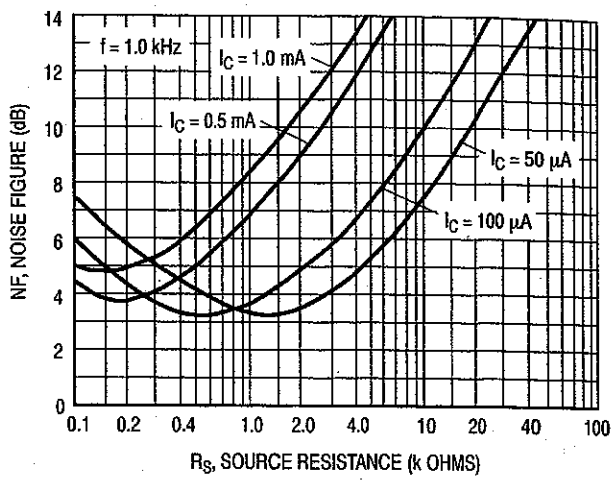


Figure 10.

h PARAMETERS

(V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz, T_A = 25°C)

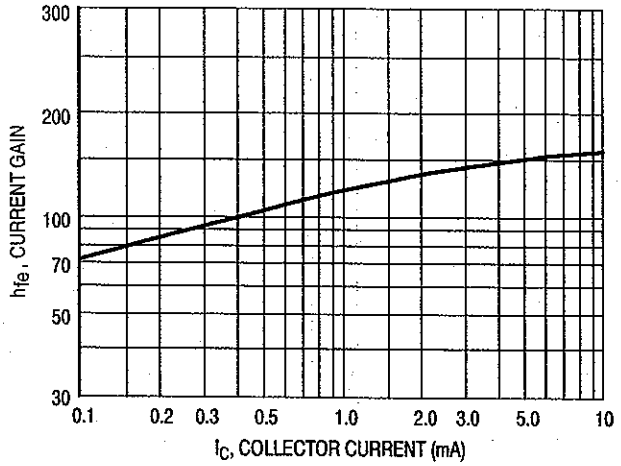


Figure 11. Current Gain

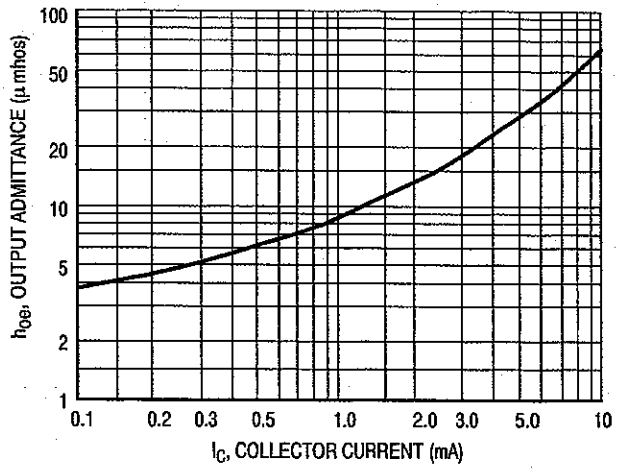


Figure 12. Output Admittance

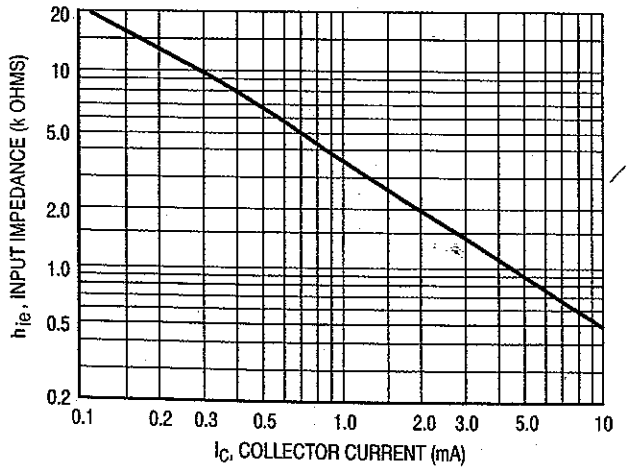


Figure 13. Input Impedance

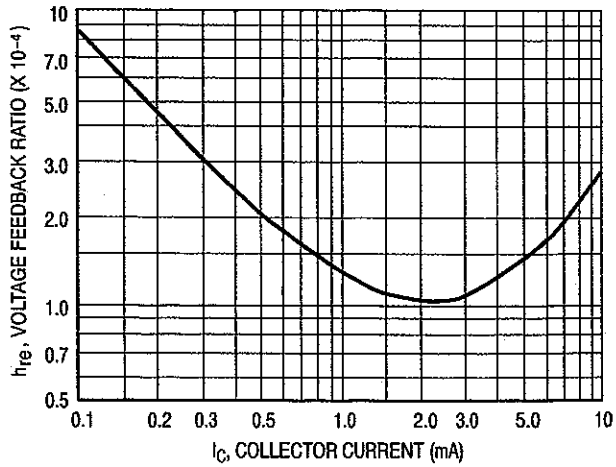


Figure 14. Voltage Feedback Ratio

TYPICAL STATIC CHARACTERISTICS

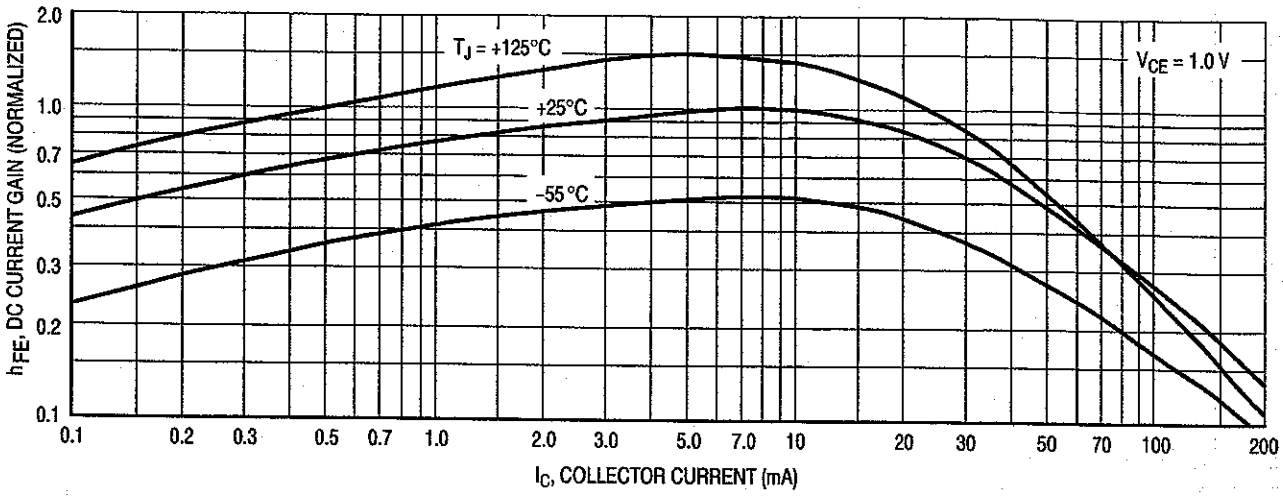


Figure 15. DC Current Gain

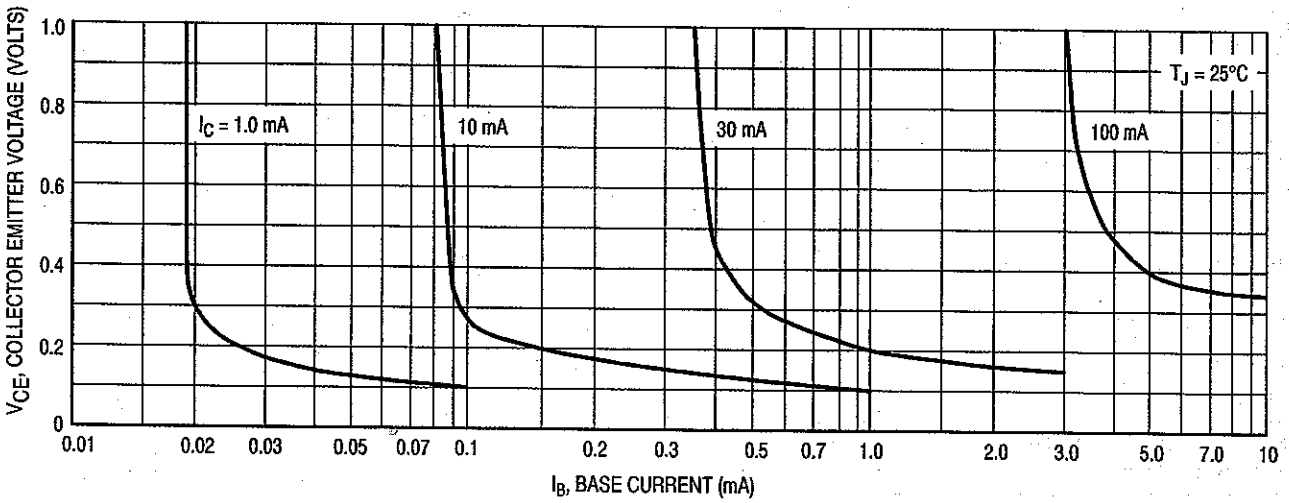


Figure 16. Collector Saturation Region

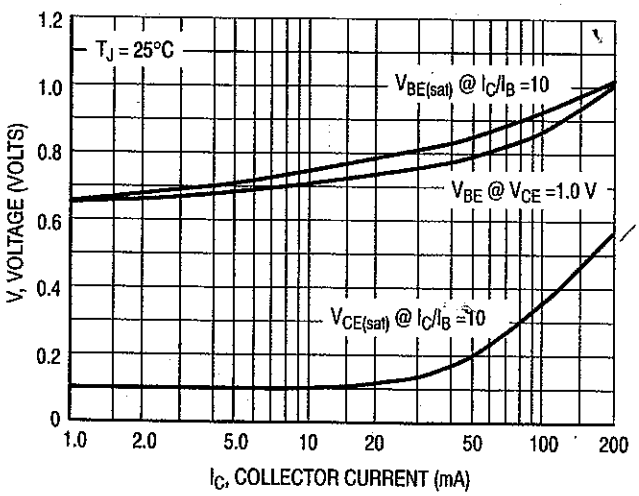


Figure 17. "ON" Voltages

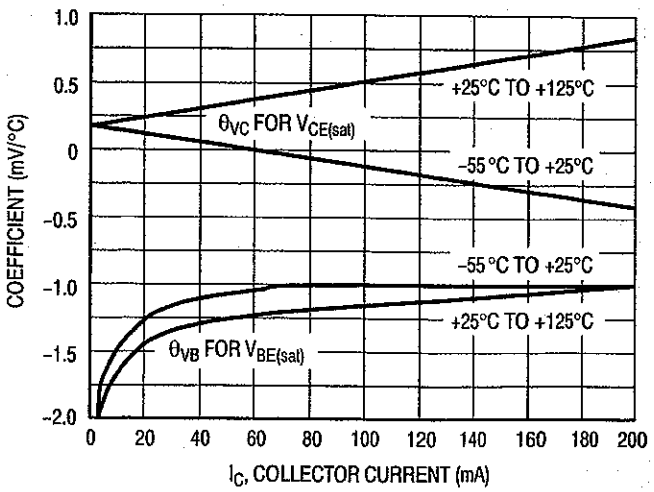


Figure 18. Temperature Coefficients

2N3906

Preferred Device

General Purpose Transistors

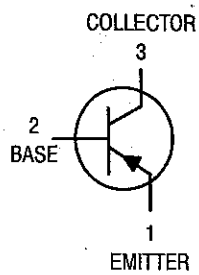
PNP Silicon

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

Features

- Pb–Free Packages are Available*



MAXIMUM RATINGS

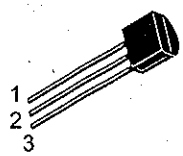
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector – Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
Collector – Base Voltage	V_{CBO}	40	Vdc
Emitter – Base Voltage	V_{EBO}	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/°C
Total Power Dissipation @ T_A = 60°C	P_D	250	mW
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	1.5 12	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−55 to +150	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

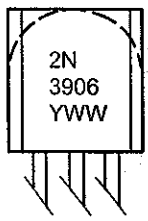
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

1. Indicates Data in addition to JEDEC Requirements.



TO–92
CASE 29
STYLE 1

MARKING DIAGRAMS



Y = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb–Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2004

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector−Emitter Breakdown Voltage (Note 2) (I_C = 1.0 mAdc, I_B = 0)	$V_{(BR)CEO}$	40	–	Vdc
Collector−Base Breakdown Voltage (I_C = 10 μAdc, I_E = 0)	$V_{(BR)CBO}$	40	–	Vdc
Emitter−Base Breakdown Voltage (I_E = 10 μAdc, I_C = 0)	$V_{(BR)EBO}$	5.0	–	Vdc
Base Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, V_{EB} = 3.0 Vdc)	I_{BL}	–	50	nAdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, V_{EB} = 3.0 Vdc)	I_{CEX}	–	50	nAdc
ON CHARACTERISTICS (Note 2)				
DC Current Gain	h_{FE}			–
(I_C = 0.1 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)		60	–	
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)		80	–	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)		100	300	
(I_C = 50 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)		60	–	
(I_C = 100 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)		30	–	
Collector−Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$			Vdc
(I_C = 10 mAdc, I_B = 1.0 mAdc)		–	0.25	
(I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc		–	0.4	
Base−Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$			Vdc
(I_C = 10 mAdc, I_B = 1.0 mAdc)		0.65	0.85	
(I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc)		–	0.95	
SMALL−SIGNAL CHARACTERISTICS				
Current−Gain − Bandwidth Product (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	f_T	250	–	MHz
Output Capacitance (V_{CB} = 5.0 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)	C_{obo}	–	4.5	pF
Input Capacitance (V_{EB} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 1.0 MHz)	C_{ibo}	–	10	pF
Input Impedance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{ie}	2.0	12	kΩ
Voltage Feedback Ratio (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{re}	0.1	10	X 10^{-4}
Small−Signal Current Gain (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{fe}	100	400	–
Output Admittance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{oe}	3.0	60	μmhos
Noise Figure (I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 5.0 Vdc, R_S = 1.0 kΩ, f = 1.0 kHz)	NF	–	4.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS				
Delay Time (V_{CC} = 3.0 Vdc, V_{BE} = 0.5 Vdc, I_C = 10 mAdc, I_{B1} = 1.0 mAdc)	t_d	–	35	ns
Rise Time (V_{CC} = 3.0 Vdc, V_{BE} = 0.5 Vdc, I_C = 10 mAdc, I_{B1} = 1.0 mAdc)	t_r	–	35	ns
Storage Time (V_{CC} = 3.0 Vdc, I_C = 10 mAdc, I_{B1} = I_{B2} = 1.0 mAdc)	t_s	–	225	ns
Fall Time (V_{CC} = 3.0 Vdc, I_C = 10 mAdc, I_{B1} = I_{B2} = 1.0 mAdc)	t_f	–	75	ns

2. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs; Duty Cycle ≤ 2%.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
2N3906	TO−92	5,000 Units / Box
2N3906G	TO−92 (Pb−Free)	5,000 Units / Box
2N3906RL1	TO−92	5,000 Units / Box
2N3906RLRA	TO−92	2,000 / Tape & Reel
2N3906RLRAG	TO−92 (Pb−Free)	2,000 / Tape & Reel
2N3906RLRM	TO−92	2,000 / Ammo Pack
2N3906RLRMG	TO−92 (Pb−Free)	2,000 / Ammo Pack
2N3906RLRP	TO−92	2,000 / Tape & Reel
2N3906ZL1	TO−92	2,000 / Ammo Pack

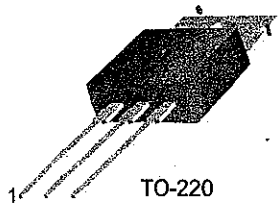
†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

TIP100/101/102

Monolithic Construction With Built In Base-Emitter Shunt Resistors

- High DC Current Gain : h_{FE}=1000 @ V_{CE}=4V, I_C=3A (Min.)
- Collector-Emitter Sustaining Voltage
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage
- Industrial Use
- Complementary to TIP105/106/107



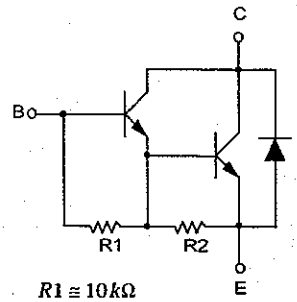
1.Base 2.Collector 3.Emitter

NPN Epitaxial Silicon Darlington Transistor

Absolute Maximum Ratings T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP100	60	V
	: TIP101	80	V
	:TIP102	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP100	60	V
	: TIP101	80	V
	: TIP102	100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	8	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	15	A
I_B	Base Current (DC)	1	A
P_C	Collector Dissipation (T_a=25°C)	2	W
	Collector Dissipation (T_C=25°C)	80	W
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	°C

Equivalent Circuit



$R1 \cong 10k\Omega$
$R2 \cong 0.6k\Omega$

Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
V_{CEO}(sus)	Collector-Emitter Sustaining Voltage				
	: TIP100	I_C = 30mA, I_B = 0	60		V
	: TIP101		80		V
	: TIP102		100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP100	V_{CE} = 30V, I_B = 0		50	μA
	: TIP101	V_{CE} = 40V, I_B = 0		50	μA
	: TIP102	V_{CE} = 50V, I_B = 0		50	μA
I_{CBO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP100	V_{CE} = 60V, I_E = 0		50	μA
	: TIP101	V_{CE} = 80V, I_E = 0		50	μA
	: TIP102	V_{CE} = 100V, I_E = 0		50	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = 5V, I_C = 0		2	mA
h_{FE}	DC Current Gain	V_{CE} = 4V, I_C = 3A	1000	20000	
		V_{CE} = 4V, I_C = 8A	200		
V_{CE}(sat)	Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 3A, I_B = 6mA		2	V
		I_C = 8A, I_B = 80mA		2.5	V
V_{BE}(on)	Base-Emitter ON Voltage	V_{CE} = 4V, I_C = 8A		2.8	V
C_{ob}	Output Capacitance	V_{CB} = 10V, I_E = 0, f = 0.1MHz		200	pF

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation

Rev. A1, June 2001

Typical Characteristics

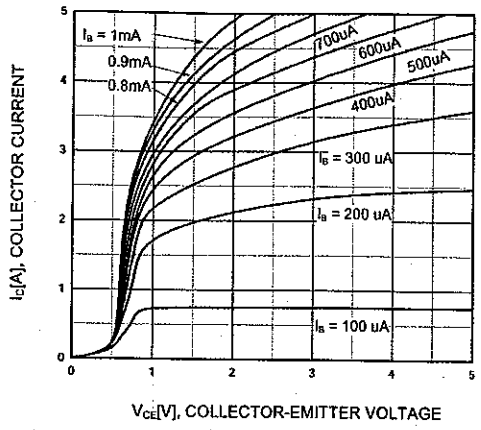


Figure 1. Static Characteristic

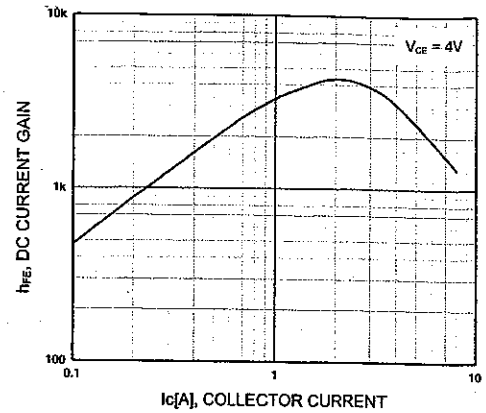


Figure 2. DC current Gain

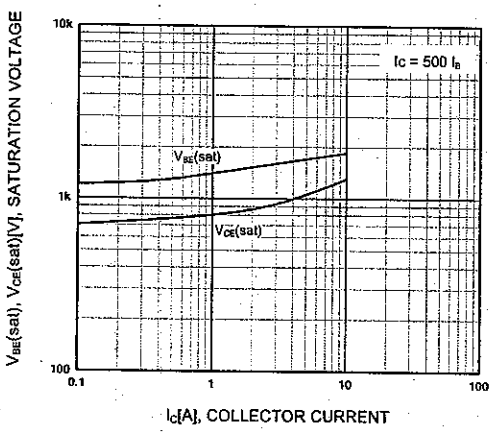


Figure 3. Collector-Emitter Saturation Voltage Base-Emitter Saturation Voltage

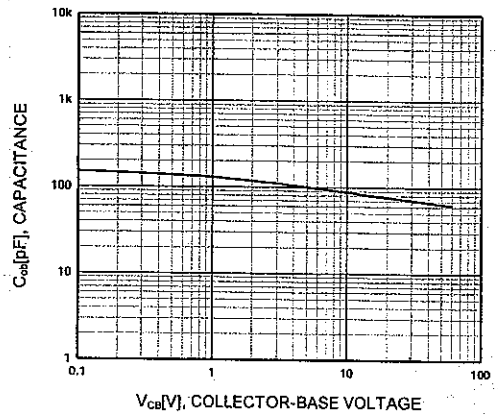


Figure 4. Collector Output Capacitance

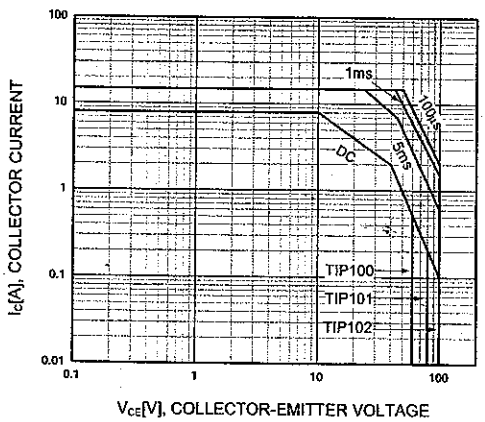


Figure 5. Safe Operating Area

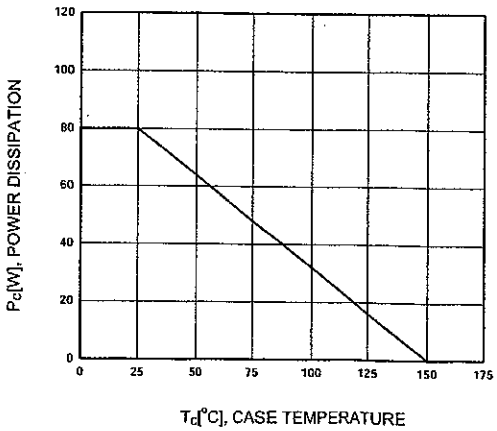
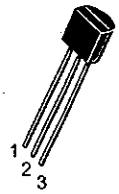


Figure 6. Power Derating

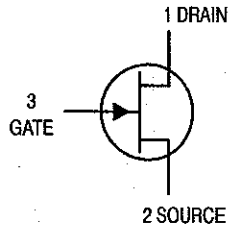
©2001 Fairchild Semiconductor Corporation

JFET VHF Amplifier
N–Channel – Depletion

MPF102



CASE 29–11, STYLE 5
TO–92 (TO–226AA)



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Drain–Gate Voltage	V_{DG}	25	Vdc
Gate–Source Voltage	V_{GS}	–25	Vdc
Gate Current	I_G	10	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Gate–Source Breakdown Voltage (I_G = –10 μAdc, V_{DS} = 0)	$V_{(BR)GSS}$	–25	–	Vdc
Gate Reverse Current (V_{GS} = –15 Vdc, V_{DS} = 0) (V_{GS} = –15 Vdc, V_{DS} = 0, T_A = 100°C)	I_{GSS}	– –	–2.0 –2.0	nAdc μAdc
Gate–Source Cutoff Voltage (V_{DS} = 15 Vdc, I_D = 2.0 nAdc)	$V_{GS(off)}$	–	–8.0	Vdc
Gate–Source Voltage (V_{DS} = 15 Vdc, I_D = 0.2 mAdc)	V_{GS}	–0.5	–7.5	Vdc
ON CHARACTERISTICS				
Zero–Gate–Voltage Drain Current(1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0 Vdc)	I_{DSS}	2.0	20	mAdc
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS				
Forward Transfer Admittance(1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$\|y_{fs}\|$	2000 1600	7500 –	μmhos
Input Admittance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$Re(y_{is})$	–	800	μmhos
Output Conductance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$Re(y_{os})$	–	200	μmhos
Input Capacitance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C_{iss}	–	7.0	pF
Reverse Transfer Capacitance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C_{rss}	–	3.0	pF

1. Pulse Test; Pulse Width ≤ 630 ms, Duty Cycle ≤ 10%.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2001

COMMON SOURCE CHARACTERISTICS
ADMITTANCE PARAMETERS
(V_{DS} = 15 Vdc, $T_{channel}$ = 25°C)

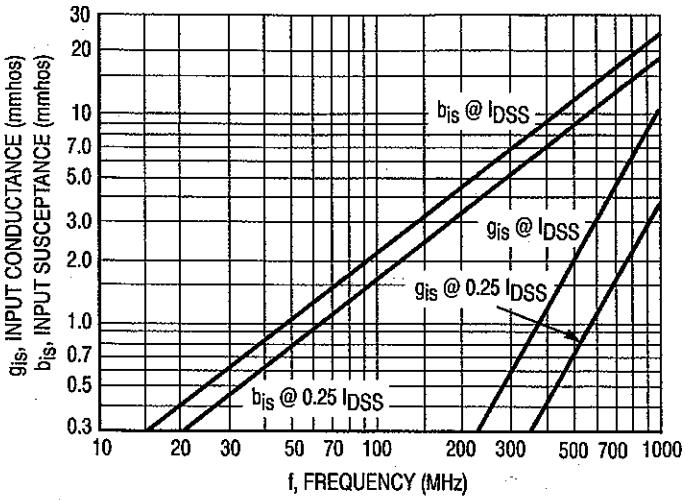


Figure 1. Input Admittance (y_{is})

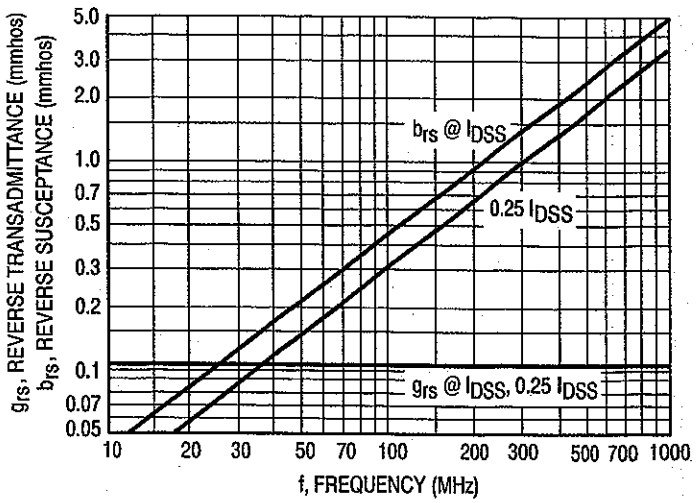


Figure 2. Reverse Transfer Admittance (y_{rs})

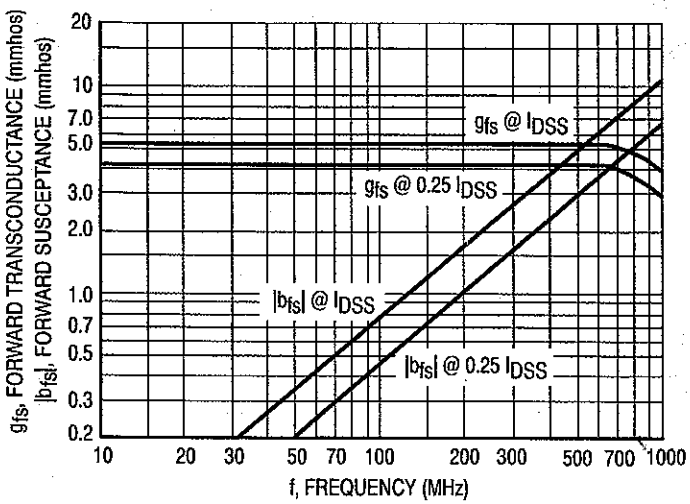


Figure 3. Forward Transadmittance (y_{fs})

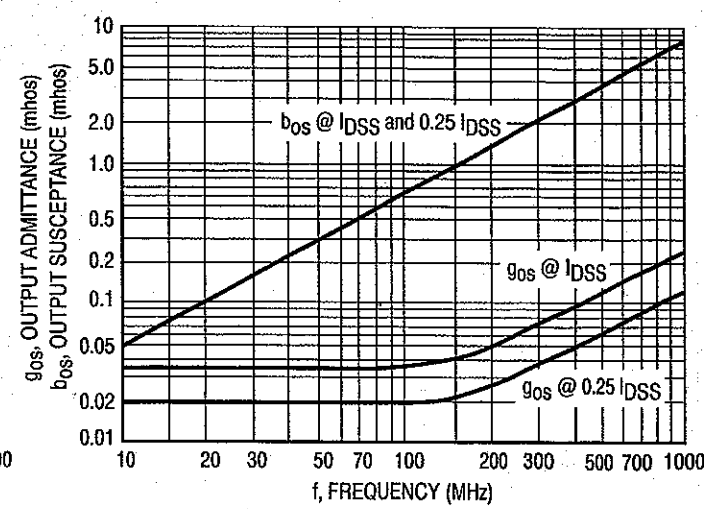


Figure 4. Output Admittance (y_{os})

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

November 1995

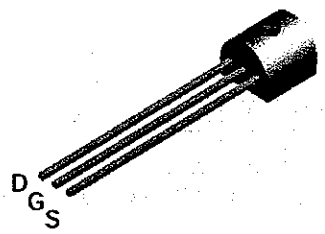
2N7000 / 2N7002 / NDS7002A
N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor

General Description

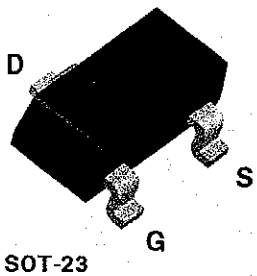
These N-Channel enhancement mode field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, high cell density, DMOS technology. These products have been designed to minimize on-state resistance while provide rugged, reliable, and fast switching performance. They can be used in most applications requiring up to 400mA DC and can deliver pulsed currents up to 2A. These products are particularly suited for low voltage, low current applications such as small servo motor control, power MOSFET gate drivers, and other switching applications.

Features

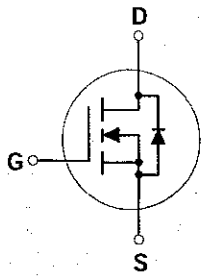
- High density cell design for low $R_{DS(ON)}$.
- Voltage controlled small signal switch.
- Rugged and reliable.
- High saturation current capability.



TO-92
2N7000



SOT-23
(TO-236AB)
2N7002/NDS7002A



Absolute Maximum Ratings

T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	2N7000	2N7002	NDS7002A	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	60			V
V_{DGR}	Drain-Gate Voltage (R_{GS} ≤ 1 MΩ)	60			V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage - Continuous	±20			V
	- Non Repetitive (tp < 50μs)	±40			
I_D	Maximum Drain Current - Continuous	200	115	280	mA
	- Pulsed	500	800	1500	
P_D	Maximum Power Dissipation	400	200	300	mW
	Derated above 25°C	3.2	1.6	2.4	mW/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150		-65 to 150	°C
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from Case for 10 Seconds	300			°C
THERMAL CHARACTERISTICS					
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	312.5	625	417	°C/W

© 1997 Fairchild Semiconductor Corporation

2N7000.SAM Rev. A1

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS							
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	V_{GS} = 0 V, I_D = 10 μA	All	60			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	V_{DS} = 48 V, V_{GS} = 0 V	2N7000			1	μA
		T_J=125°C				1	mA
		V_{DS} = 60 V, V_{GS} = 0 V	2N7002 NDS7002A			1	μA
		T_J=125°C				0.5	mA
I_{GSSF}	Gate - Body Leakage, Forward	V_{GS} = 15 V, V_{DS} = 0 V	2N7000			10	nA
		V_{GS} = 20 V, V_{DS} = 0 V	2N7002 NDS7002A			100	nA
I_{GSSR}	Gate - Body Leakage, Reverse	V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 0 V	2N7000			-10	nA
		V_{GS} = -20 V, V_{DS} = 0 V	2N7002 NDS7002A			-100	nA
ON CHARACTERISTICS (Note 1)							
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1 mA	2N7000	0.8	2.1	3	V
		V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 μA	2N7002 NDS7002A	1	2.1	2.5	
$R_{DS(ON)}$	Static Drain-Source On-Resistance	V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	2N7000		1.2	5	Ω
		T_J =125°C			1.9	9	
		V_{GS} = 4.5 V, I_D = 75 mA			1.8	5.3	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	2N7002		1.2	7.5	
		T_J =100°C			1.7	13.5	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			1.7	7.5	
		T_J =100C			2.4	13.5	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	NDS7002A		1.2	2	
		T_J =125°C			2	3.5	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			1.7	3	
		T_J =125°C			2.8	5	
$V_{DS(ON)}$	Drain-Source On-Voltage	V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	2N7000		0.6	2.5	V
		V_{GS} = 4.5 V, I_D = 75 mA			0.14	0.4	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500mA	2N7002		0.6	3.75	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			0.09	1.5	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500mA	NDS7002A		0.6	1	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			0.09	0.15	

2N7000.SAM Rev. A1

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
ON CHARACTERISTICS Continued (Note 1)							
$I_{D(ON)}$	On-State Drain Current	V_{GS} = 4.5 V, V_{DS} = 10 V	2N7000	75	600		mA
		V_{GS} = 10 V, $V_{DS} \geq 2\ V_{DS(on)}$	2N7002	500	2700		
		V_{GS} = 10 V, $V_{DS} \geq 2\ V_{DS(on)}$	NDS7002A	500	2700		
g_{FS}	Forward Transconductance	V_{DS} = 10 V, I_D = 200 mA	2N7000	100	320		mS
		$V_{DS} \geq 2\ V_{DS(on)}$, I_D = 200 mA	2N7002	80	320		
		$V_{DS} \geq 2\ V_{DS(on)}$, I_D = 200 mA	NDS7002A	80	320		
DYNAMIC CHARACTERISTICS							
C_{iss}	Input Capacitance	V_{DS} = 25 V, V_{GS} = 0 V, f = 1.0 MHz	All		20	50	pF
C_{oss}	Output Capacitance		All		11	25	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		All		4	5	pF
t_{on}	Turn-On Time	V_{DD} = 15 V, R_L = 25 Ω, I_D = 500 mA, V_{GS} = 10 V, R_{GEN} = 25	2N7000			10	ns
		V_{DD} = 30 V, R_L = 150 Ω, I_D = 200 mA, V_{GS} = 10 V, R_{GEN} = 25 Ω	2N700 NDS7002A			20	
t_{off}	Turn-Off Time	V_{DD} = 15 V, R_L = 25 Ω, I_D = 500 mA, V_{GS} = 10 V, R_{GEN} = 25	2N7000			10	ns
		V_{DD} = 30 V, R_L = 150 Ω, I_D = 200 mA, V_{GS} = 10 V, R_{GEN} = 25 Ω	2N700 NDS7002A			20	
DRAIN-SOURCE DIODE CHARACTERISTICS AND MAXIMUM RATINGS							
I_S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current		2N7002			115	mA
			NDS7002A			280	
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current		2N7002			0.8	A
			NDS7002A			1.5	
V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	V_{GS} = 0 V, I_S = 115 mA (Note 1)	2N7002		0.88	1.5	V
		V_{GS} = 0 V, I_S = 400 mA (Note 1)	NDS7002A		0.88	1.2	

Note:
1. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

2N7000.SAM Rev. A1

Typical Electrical Characteristics

2N7000 / 2N7002 / NDS7002A

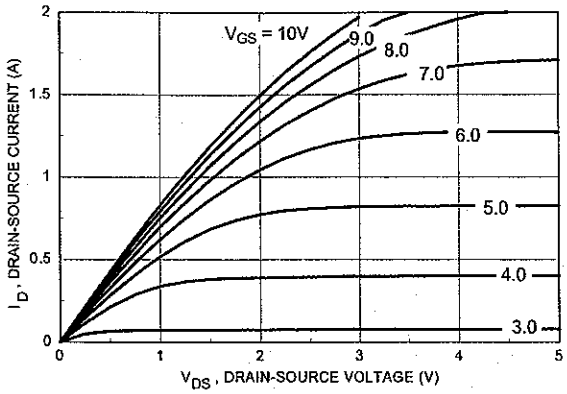


Figure 1. On-Region Characteristics

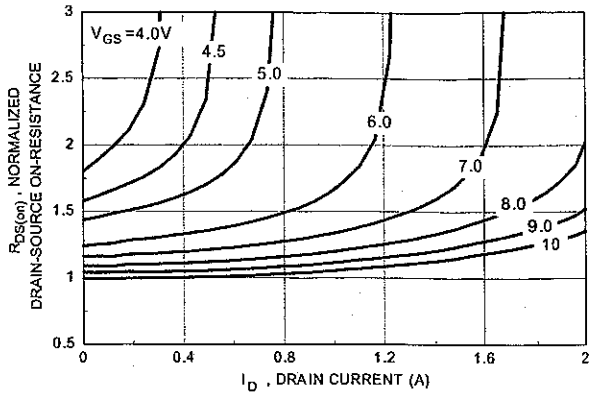


Figure 2. On-Resistance Variation with Gate Voltage and Drain Current

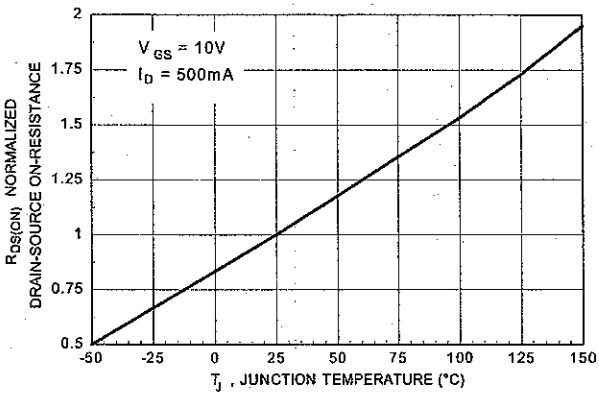


Figure 3. On-Resistance Variation with Temperature

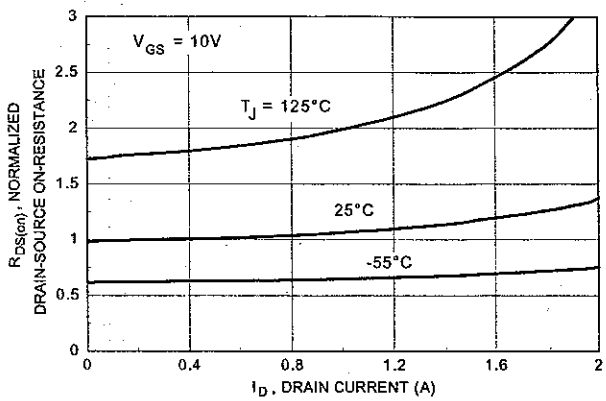


Figure 4. On-Resistance Variation with Drain Current and Temperature

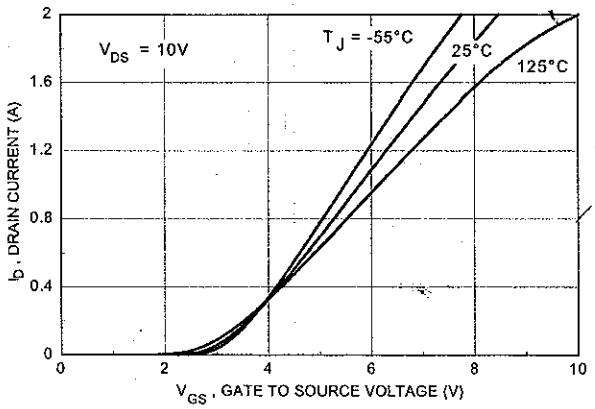


Figure 5. Transfer Characteristics

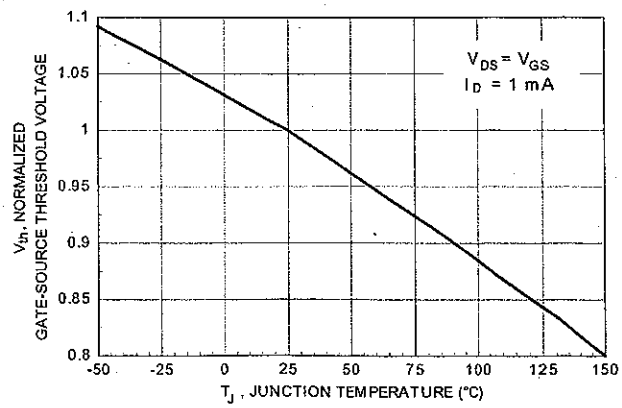


Figure 6. Gate Threshold Variation with Temperature

2N7000.SAM Rev. A1

Typical Electrical Characteristics (continued)

2N7000 / 2N7002 /NDS7002A

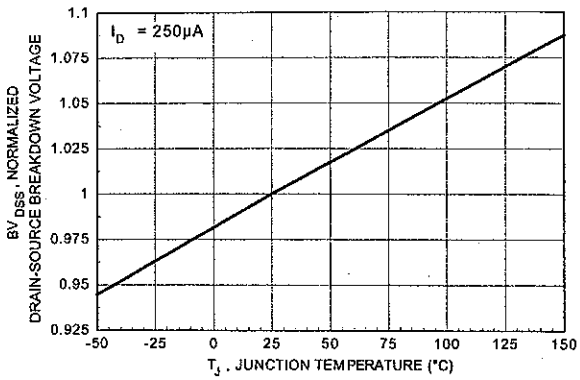


Figure 7. Breakdown Voltage Variation with Temperature

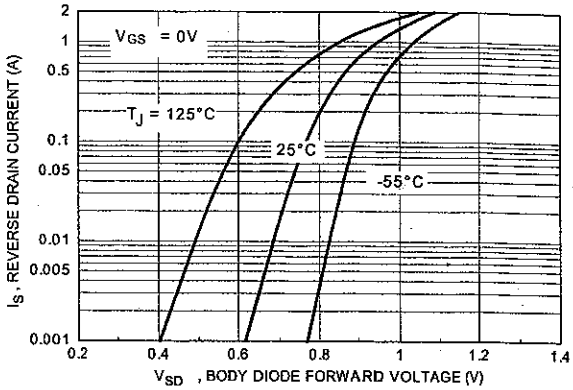


Figure 8. Body Diode Forward Voltage Variation with

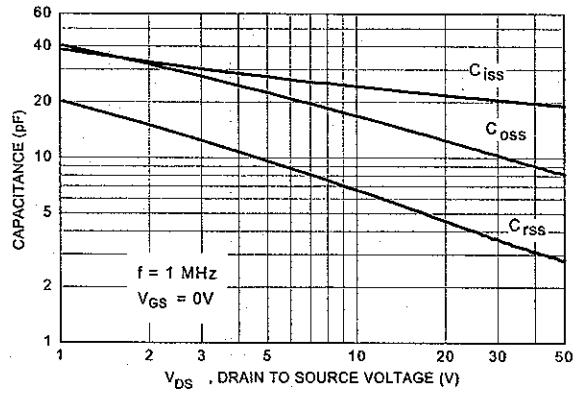


Figure 9. Capacitance Characteristics

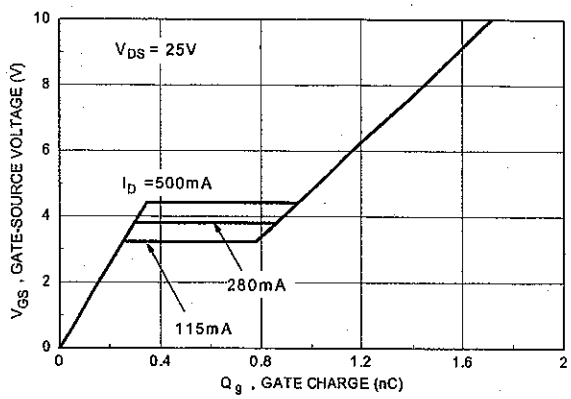


Figure 10. Gate Charge Characteristics

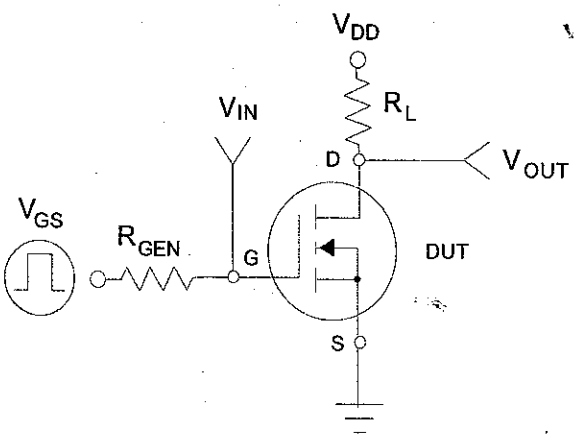


Figure 11.

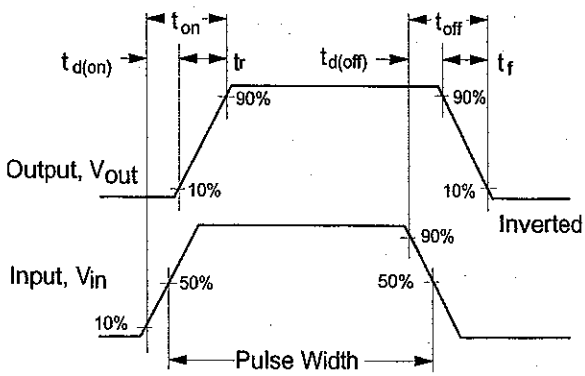


Figure 12. Switching Waveforms

2N7000.SAM Rev. A1

2N6504 Series

Preferred Device

Silicon Controlled Rectifiers

Reverse Blocking Thyristors

Designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supply crowbar circuits.

Features

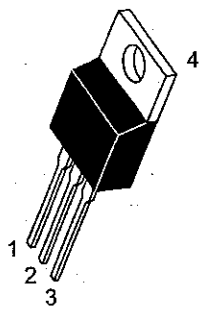
- Glass Passivated Junctions with Center Gate Fire for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Constructed for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts
- 300 A Surge Current Capability
- Pb–Free Packages are Available*

ON Semiconductor®

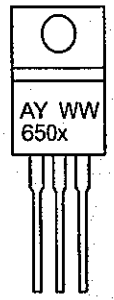
http://onsemi.com

SCRs
25 AMPERES RMS
50 thru 800 VOLTS

MARKING DIAGRAM



TO–220AB
CASE 221A
STYLE 3



x = 4, 5, 7, 8 or 9
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week

PIN ASSIGNMENT	
1	Cathode
2	Anode
3	Gate
4	Anode

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb–Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2004

December, 2004 – Rev. 5

Publication Order Number:
2N6504/D

MAXIMUM RATINGS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
*Peak Repetitive Off-State Voltage (Note 1) (Gate Open, Sine Wave 50 to 60 Hz, T_J = 25 to 125°C) 2N6504 2N6505 2N6507 2N6508 2N6509	V_{DRM}, V_{RRM}	 50 100 400 600 800	V
On-State Current RMS (180° Conduction Angles; T_C = 85°C)	$I_{T(RMS)}$	25	A
Average On-State Current (180° Conduction Angles; T_C = 85°C)	$I_{T(AV)}$	16	A
Peak Non-repetitive Surge Current (1/2 Cycle, Sine Wave 60 Hz, T_J = 100°C)	I_{TSM}	250	A
Forward Peak Gate Power (Pulse Width ≤ 1.0 µs, T_C = 85°C)	P_{GM}	20	W
Forward Average Gate Power (t = 8.3 ms, T_C = 85°C)	$P_{G(AV)}$	0.5	W
Forward Peak Gate Current (Pulse Width ≤ 1.0 µs, T_C = 85°C)	I_{GM}	2.0	A
Operating Junction Temperature Range	T_J	−40 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−40 to +150	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. V_{DRM} and V_{RRM} for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage; however, positive gate voltage shall not be applied concurrent with negative potential on the anode. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
*Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	1.5	°C/W
*Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes 1/8 in from Case for 10 Seconds	T_L	260	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted.)

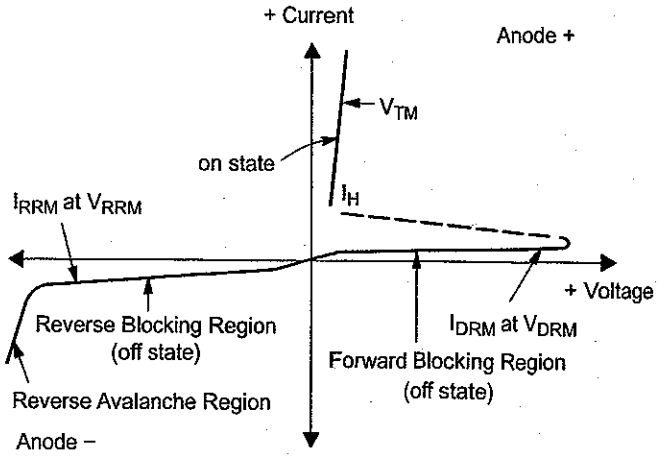
Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
*Peak Repetitive Forward or Reverse Blocking Current (V_{AK} = Rated V_{DRM} or V_{RRM}, Gate Open)	 T_J = 25°C T_J = 125°C	I_{DRM}, I_{RRM}	 – –	 – –	 10 2.0	 µA mA
ON CHARACTERISTICS						
*Forward On-State Voltage (Note 2) (I_{TM} = 50 A)		V_{TM}	–	–	1.8	V
*Gate Trigger Current (Continuous dc) (V_{AK} = 12 Vdc, R_L = 100 Ω)	T_C = 25°C T_C = −40°C	I_{GT}	– –	9.0 –	30 75	mA
*Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (V_{AK} = 12 Vdc, R_L = 100 Ω, T_C = −40°C)		V_{GT}	–	1.0	1.5	V
Gate Non-Trigger Voltage (V_{AK} = 12 Vdc, R_L = 100 Ω, T_J = 125°C)		V_{GD}	0.2	–	–	V
*Holding Current (V_{AK} = 12 Vdc, Initiating Current = 200 mA, Gate Open)	T_C = 25°C T_C = −40°C	I_H	– –	18 –	40 80	mA
*Turn-On Time (I_{TM} = 25 A, I_{GT} = 50 mAdc)		t_{gt}	–	1.5	2.0	µs
Turn-Off Time (V_{DRM} = rated voltage) (I_{TM} = 25 A, I_R = 25 A) (I_{TM} = 25 A, I_R = 25 A, T_J = 125°C)		t_q	 – –	 15 35	 – –	µs
DYNAMIC CHARACTERISTICS						
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Gate Open, Rated V_{DRM}, Exponential Waveform)		dv/dt	–	50	–	V/µs

*Indicates JEDEC Registered Data.

2. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 µs, Duty Cycle ≤ 2%.

Voltage Current Characteristic of SCR

Symbol	Parameter
V_{DRM}	Peak Repetitive Off State Forward Voltage
I_{DRM}	Peak Forward Blocking Current
V_{RRM}	Peak Repetitive Off State Reverse Voltage
I_{RRM}	Peak Reverse Blocking Current
V_{TM}	Peak On State Voltage
I_H	Holding Current



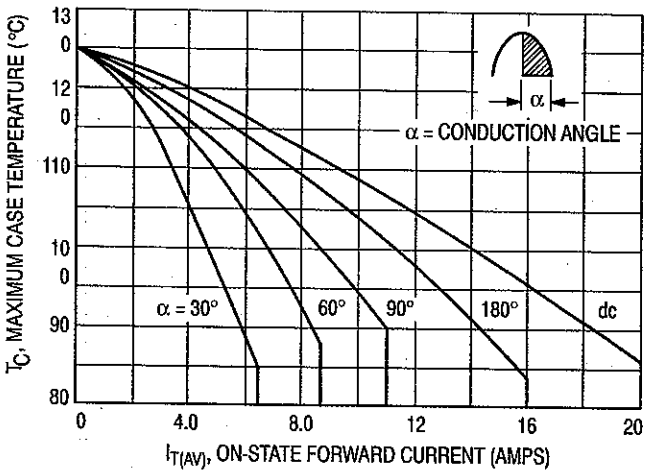


Figure 1. Average Current Derating

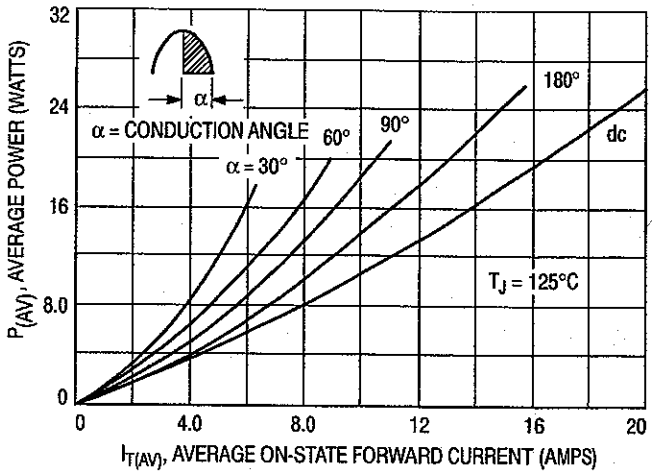


Figure 2. Maximum On-State Power Dissipation

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
2N6404	TO—220AB	500 Units / Box
2N6405	TO—220AB	
2N6405T	TO—220AB	
2N6407	TO—220AB	
2N6407T	TO—220AB	
2N6407TG	TO—220AB (Pb—Free)	
2N6408	TO—220AB	
2N6408G	TO—220AB (Pb—Free)	
2N6409	TO—220AB	
2N6409G	TO—220AB (Pb—Free)	
2N6409T	TO—220AB	

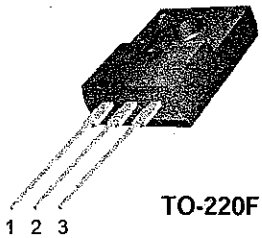
For information on tape and reel specification, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

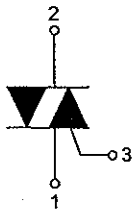
FKPF8N80

Application Explanation

- Switching mode power supply, light dimmer, electric flasher unit, hair drier
- TV sets, stereo, refrigerator, washing machine
- Electric blanket, solenoid driver, small motor control
- Photo copier, electric tool



TO-220F



1: T_1
2: T_2
3: Gate

Bi-Directional Triode Thyristor Planar Silicon

Absolute Maximum Ratings T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Rating	Units
V_{DRM}	Repetitive Peak Off-State Voltage (Note1)	800	V

Symbol	Parameter	Conditions		Rating	Units
$I_{T(RMS)}$	RMS On-State Current	Commercial frequency, sine full wave 360° conduction, T_C=91°C		8	A
I_{TSM}	Surge On-State Current	Sinewave 1 full cycle, peak value, non-repetitive	50Hz	80	A
			60Hz	88	A
I^2t	I^2t for Fusing	Value corresponding to 1 cycle of halfwave, surge on-state current, tp=10ms		32	A^2s
di/dt	Critical Rate of Rise of On-State Current	$I_G \fallingdotseq 2x\ I_{GT}$, tr ≤ 100ns		50	A/µs
P_{GM}	Peak Gate Power Dissipation			5	W
$P_{G(AV)}$	Average Gate Power Dissipation			0.5	W
V_{GM}	Peak Gate Voltage			10	V
I_{GM}	Peak Gate Current			2	A
T_J	Junction Temperature			- 40 ~ 125	°C
T_{STG}	Storage Temperature			- 40 ~ 125	°C
V_{iso}	Isolation Voltage	Ta=25°C, AC 1 minute, T_1 T_2 G terminal to case		1500	V

Thermal Characteristic

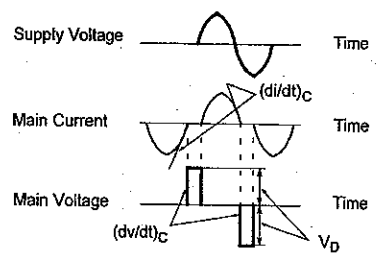
Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{th(J-C)}$	Thermal Resistance	Junction to case (Note 4)	-	-	3.6	°C/W

©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

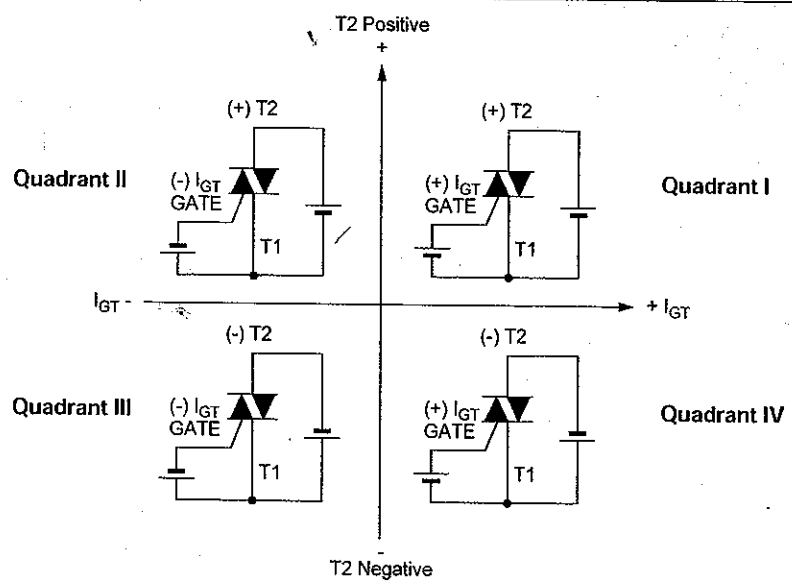
Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter		Test Condition		Min.	Typ.	Max.	Units
I_{DRM}	Repetieive Peak Off-State Current		V_{DRM} applied		-	-	20	µA
V_{TM}	On-State Voltage		T_C=25°C, I_{TM}=12A Instantaneous measurement		-	-	1.5	V
V_{GT}	Gate Trigger Voltage (Note 2)	I	V_D=12V, R_L=20Ω	T2(+), Gate (+)	-	-	1.5	V
		II		T2(+), Gate (-)	-	-	1.5	V
		III		T2(-), Gate (-)	-	-	1.5	V
I_{GT}	Gate Trigger Current (Note 2)	I	V_D=12V, R_L=20Ω	T2(+), Gate (+)	-	-	30	mA
		II		T2(+), Gate (-)	-	-	30	mA
		III		T2(-), Gate (-)	-	-	30	mA
V_{GD}	Gate Non-Trigger Voltage		T_J=125°C, V_D=1/2V_{DRM}		0.2	-	-	V
I_H	Holding Current		V_D = 12V, I_{TM} = 1A				50	mA
I_L	Latching Current	I, III	V_D = 12V, I_G = 1.2I_{GT}				50	mA
		II					70	mA
dv/dt	Critical Rate of Rise of Off-State Voltag		V_{DRM} = Rated, T_j = 125°C, Exponential Rise			300		V/µs
$(dv/dt)_C$	Critical-Rate of Rise of Off-State Commutating Voltage (Note 3)				10	-	-	V/µs

Notes:
1. Gate Open
2. Measurement using the gate trigger characteristics measurement circuit
3. The critical-rate of rise of the off-state commutating voltage is shown in the table below
4. The contact thermal resistance $R_{TH(c-f)}$ in case of greasing is 0.5 °C/W

V_{DRM} (V)	Test Condition	Commutating voltage and current waveforms (inductive load)
FKPF8N80	1. Junction Temperature T_J=125°C 2. Rate of decay of on-state commutating current $(di/dt)_C$ = - 4.5A/ms 3. Peak off-state voltage V_D = 400V	

Quadrant Definitions for a Triac



©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

IGBT

FGL60N100BNTD

FGL60N100BNTD

NPT-Trench IGBT

General Description

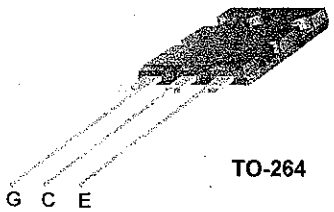
Trench insulated gate bipolar transistors (IGBTs) with NPT technology show outstanding performance in conduction and switching characteristics as well as enhanced avalanche ruggedness. These devices are well suited for Induction Heating (I-H) applications

Features

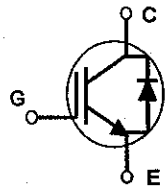
- High Speed Switching
- Low Saturation Voltage : $V_{CE(sat)}$ = 2.5 V @ I_C = 60A
- High Input Impedance
- Built-in Fast Recovery Diode

Application

Micro- Wave Oven, I-H Cooker, I-H Jar, Induction Heater, Home Appliance



TO-264



Absolute Maximum Ratings

T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Description		FGL60N100BNTD	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage		1000	V
V_{GES}	Gate-Emitter Voltage		±25	V
I_C	Collector Current	@ T_C = 25°C	60	A
	Collector Current	@ T_C = 100°C	42	A
I_{CM} (1)	Pulsed Collector Current		120	A
I_F	Diode Continuous Forward Current	@ T_C = 100°C	15	A
P_D	Maximum Power Dissipation	@ T_C = 25°C	180	W
	Maximum Power Dissipation	@ T_C = 100°C	72	W
T_J	Operating Junction Temperature		-55 to +150	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range		-55 to +150	°C
T_L	Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds		300	°C

Notes :
(1) Repetitive rating : Pulse width limited by max. junction temperature

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$(IGBT)	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	0.69	°C/W
$R_{\theta JC}$(DIODE)	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	2.08	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	--	25	°C/W

©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

Electrical Characteristics of IGBT T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
BV_{CES}	Collector Emitter Breakdown Voltage	V_{GE} = 0V, I_C = 1mA	1000	--	--	V
I_{CES}	Collector Cut-Off Current	V_{CE} = 1000V, V_{GE} = 0V	--	--	1.0	mA
I_{GES}	G-E Leakage Current	V_{GE} = ± 25, V_{CE} = 0V	--	--	± 500	nA
On Characteristics						
$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	I_C = 60mA, V_{CE} = V_{GE}	4.0	5.0	7.0	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	I_C = 10A, V_{GE} = 15V	--	1.5	1.8	V
		I_C = 60A, V_{GE} = 15V	--	2.5	2.9	V
Dynamic Characteristics						
C_{ies}	Input Capacitance	V_{CE}=10V, V_{GE} = 0V, f = 1MHz	--	6000	--	pF
C_{oes}	Output Capacitance		--	260	--	pF
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance		--	200	--	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	V_{CC} = 600 V, I_C = 60A, R_G = 51Ω, V_{GE}=15V, Resistive Load, T_C = 25°C	--	140	--	ns
t_r	Rise Time		--	320	--	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		--	630	--	ns
t_f	Fall Time		--	130	250	ns
Q_g	Total Gate Charge	V_{CE} = 600 V, I_C = 60A, V_{GE} = 15V , , T_C = 25°C	--	275	350	nC
Q_{ge}	Gate-Emitter Charge		--	45	--	nC
Q_{gc}	Gate-Collector Charge		--	95	--	nC

Electrical Characteristics of DIODE T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
V_{FM}	Diode Forward Voltage	I_F = 15A	--	1.2	1.7	V
		I_F = 60A	--	1.8	2.1	V
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	I_F = 60A di/dt = 20 A/us		1.2	1.5	us
I_R	Instantaneous Reverse Current	V_{RRM} = 1000V	--	0.05	2	uA

©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

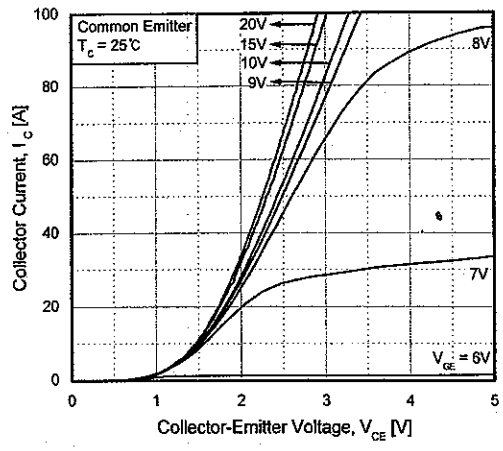


Fig 1. Typical Output Characteristics

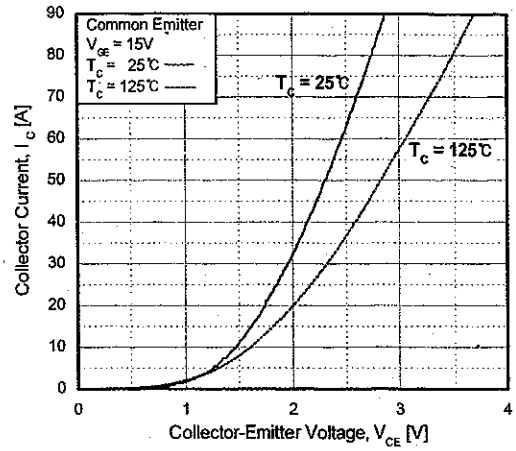


Fig 2. Typical Saturation Voltage Characteristics

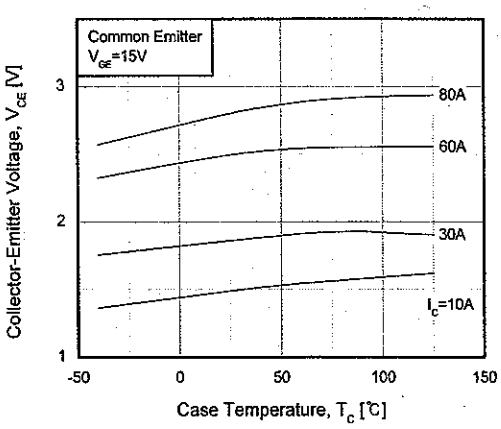


Fig 3. Saturation Voltage vs. Case Temperature at Varient Current Level

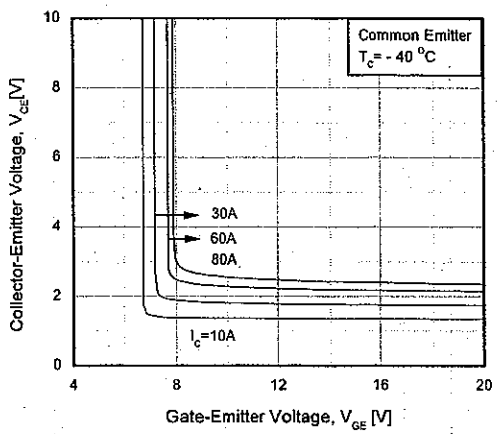


Fig 4. Saturation Voltage vs. V_{GE}

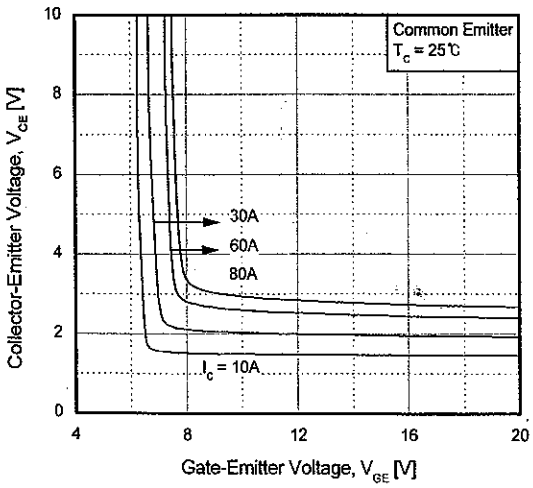


Fig 5. Saturation Voltage vs. V_{GE}

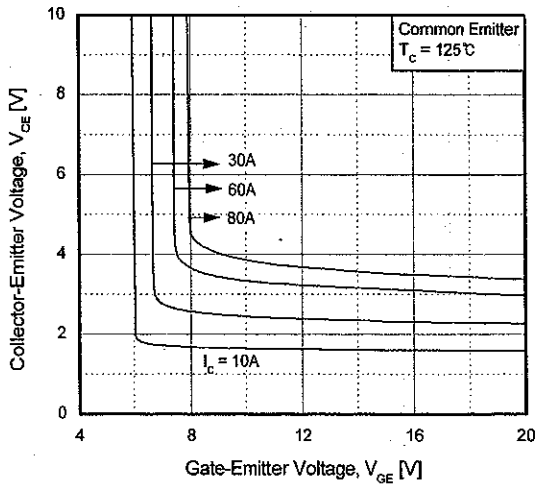


Fig 6. Saturation Voltage vs. V_{GE}

©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

National Semiconductor

August 2000

LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

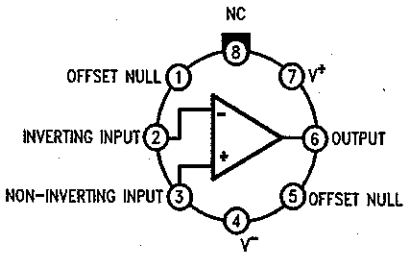
The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of −55°C to +125°C.

Features

Connection Diagrams

Metal Can Package

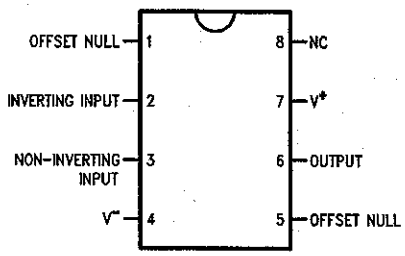


00934102

Note 1: LM741H is available per JM38510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1), LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

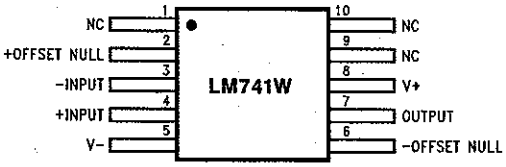
Dual-In-Line or S.O. Package



00934103

Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Flatpak

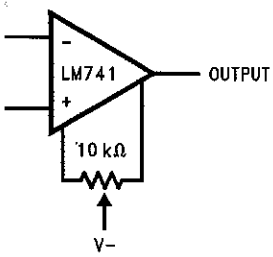


00934106

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Typical Application

Offset Nulling Circuit



00934107

© 2004 National Semiconductor Corporation DS009341

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	−55°C to +125°C	−55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$										
	$R_S \le 10\ k\Omega$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_S \le 50\Omega$		0.8	3.0							mV
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$										
	$R_S \le 50\Omega$			4.0							mV
	$R_S \le 10\ k\Omega$						6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							μV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25°C$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$	0.5									MΩ
Input Voltage Range	$T_A = 25°C$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \le T_A \le T_{AMAX}$				±12	±13					V

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$, $R_L \geq 2\ k\Omega$										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	50									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				50	200		20	200		V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\ k\Omega$,										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	32									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				25			15			V/mV
	$V_S = \pm 5V$, $V_O = \pm 2V$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$	±16									V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$				±10	±13		±10	±13		V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ C$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										
	$R_S \leq 10\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$				70	90		70	90		dB
	$R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	80	95								dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$										
	$R_S \leq 50\Omega$	86	96								dB
	$R_S \leq 10\ k\Omega$				77	96		77	96		dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain										
Rise Time			0.25	0.8		0.3			0.3		μs
Overshoot			6.0	20		5			5		%
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ C$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ C$										
	$V_S = \pm 20V$		80	150							mW
	$V_S = \pm 15V$					50	85		50	85	mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$										
	$T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
LM741	$V_S = \pm 15V$										
	$T_A = T_{AMIN}$					60	100				mW
	$T_A = T_{AMAX}$					45	75				mW

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Note 3: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{jA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{jA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{jC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 4: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

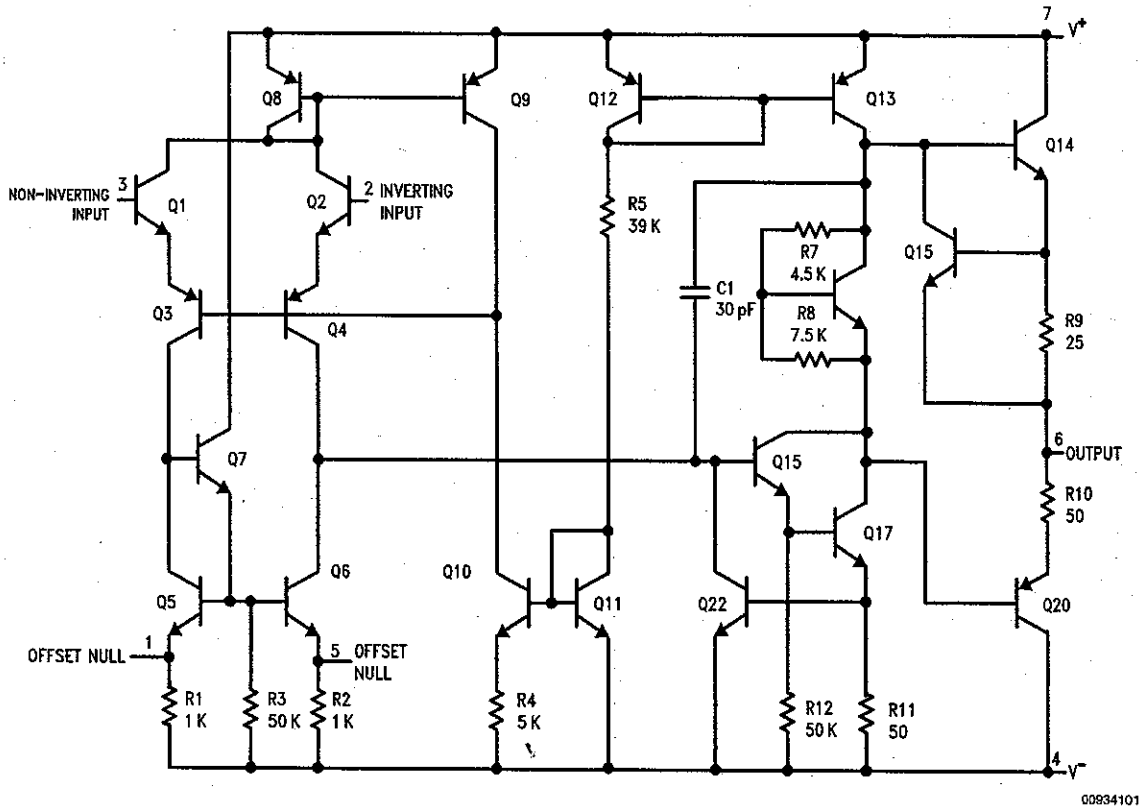
Note 5: Unless otherwise specified, these specifications apply for V_S = ±15V, −55°C ≤ T_A ≤ +125°C (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C.

Note 6: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time(µs).

Note 7: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 8: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Schematic Diagram



National Semiconductor

August 2000

LM118/LM218/LM318 Operational Amplifiers

General Description

The LM118 series are precision high speed operational amplifiers designed for applications requiring wide bandwidth and high slew rate. They feature a factor of ten increase in speed over general purpose devices without sacrificing DC performance.

The LM118 series has internal unity gain frequency compensation. This considerably simplifies its application since no external components are necessary for operation. However, unlike most internally compensated amplifiers, external frequency compensation may be added for optimum performance. For inverting applications, feedforward compensation will boost the slew rate to over 150V/µs and almost double the bandwidth. Overcompensation can be used with the amplifier for greater stability when maximum bandwidth is not needed. Further, a single capacitor can be added to reduce the 0.1% settling time to under 1 µs.

The high speed and fast settling time of these op amps make them useful in A/D converters, oscillators, active filters, sample and hold circuits, or general purpose amplifiers. These devices are easy to apply and offer an order of magnitude better AC performance than industry standards such as the LM709.

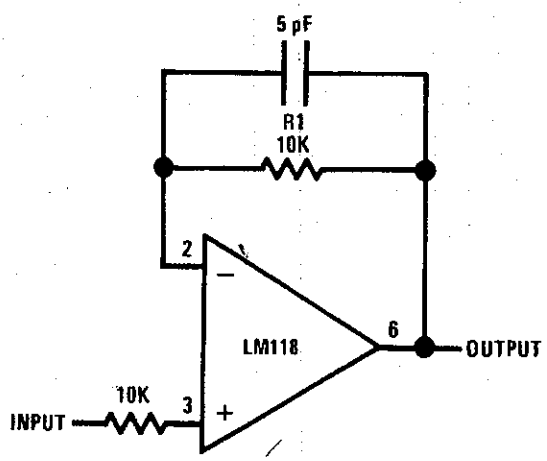
The LM218 is identical to the LM118 except that the LM218 has its performance specified over a −25°C to +85°C temperature range. The LM318 is specified from 0°C to +70°C.

Features

- 15 MHz small signal bandwidth
- Guaranteed 50V/µs slew rate
- Maximum bias current of 250 nA
- Operates from supplies of ±5V to ±20V
- Internal frequency compensation
- Input and output overload protected
- Pin compatible with general purpose op amps

Fast Voltage Follower

(Note 1)



Note 1: Do not hard-wire as voltage follower (R1 ≥ 5 kΩ)

© 2004 National Semiconductor Corporation DS007766

Absolute Maximum Ratings (Note 7)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±20V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Differential Input Current (Note 3)	±10 mA
Input Voltage (Note 4)	±15V
Output Short-Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range	
LM118	−55°C to +125°C
LM218	−25°C to +85°C
LM318	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	
Hermetic Package	300°C
Plastic Package	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD Tolerance (Note 8)	2000V

Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM118/LM218			LM318			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$		2	4		4	10	mV
Input Offset Current	$T_A = 25°C$		6	50		30	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		120	250		150	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25°C$	1	3		0.5	3		MΩ
Supply Current	$T_A = 25°C$		5	8		5	10	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25°C$, $V_S = ±15V$ $V_{OUT} = ±10V$, $R_L \geq 2$ kΩ	50	200		25	200		V/mV
Slew Rate	$T_A = 25°C$, $V_S = ±15V$, $A_V = 1$ (Note 6)	50	70		50	70		V/μs
Small Signal Bandwidth	$T_A = 25°C$, $V_S = ±15V$		15			15		MHz
Input Offset Voltage				6			15	mV
Input Offset Current				100			300	nA
Input Bias Current				500			750	nA
Supply Current	$T_A = 125°C$		4.5	7				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = ±15V$, $V_{OUT} = ±10V$ $R_L \geq 2$ kΩ	25			20			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = ±15V$, $R_L = 2$ kΩ	±12	±13		±12	±13		V
Input Voltage Range	$V_S = ±15V$	±11.5			±11.5			V
Common-Mode Rejection Ratio		80	100		70	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		70	80		65	80		dB

Note 2: The maximum junction temperature of the LM118 is 150°C, the LM218 is 110°C, and the LM318 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 3: The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

Note 4: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 5: These specifications apply for $±5V \leq V_S \leq ±20V$ and $-55°C \leq T_A \leq +125°C$ (LM118), $-25°C \leq T_A \leq +85°C$ (LM218), and $0°C \leq T_A \leq +70°C$ (LM318). Also, power supplies must be bypassed with 0.1 μF disc capacitors.

Note 6: Slew rate is tested with $V_S = ±15V$. The LM118 is in a unity-gain non-inverting configuration. V_{IN} is stepped from −7.5V to +7.5V and vice versa. The slew rates between −5.0V and +5.0V and vice versa are tested and guaranteed to exceed 50V/μs.

Note 7: Refer to RETS118X for LM118H and LM118J military specifications.

Note 8: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

National Semiconductor

February 2000

LM555 Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

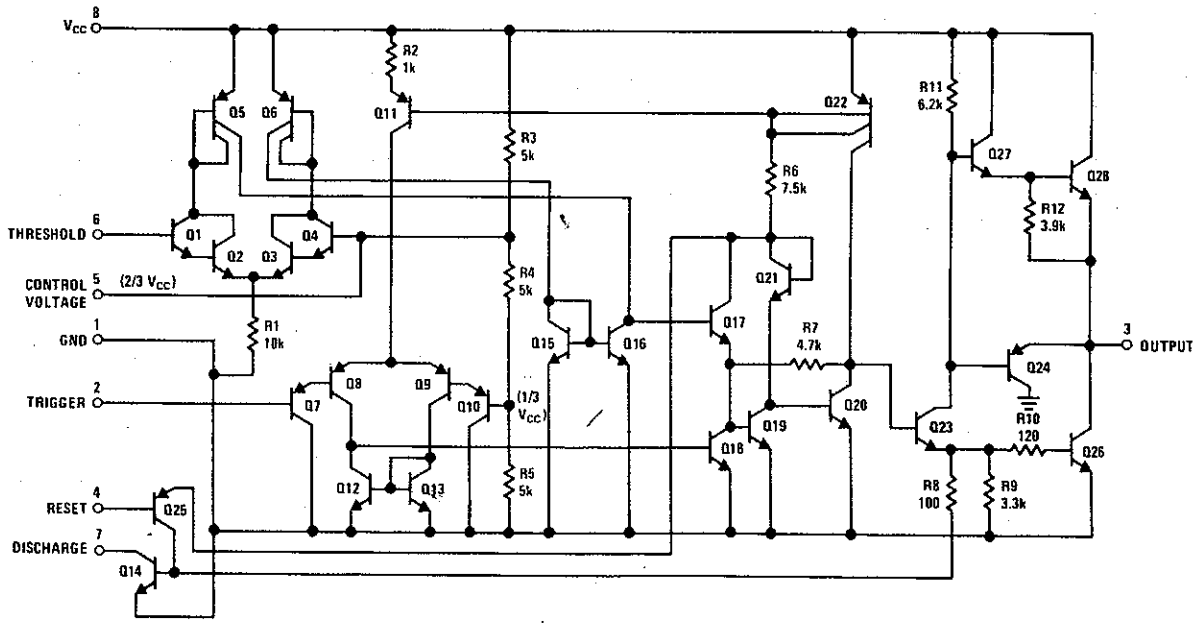
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

Schematic Diagram

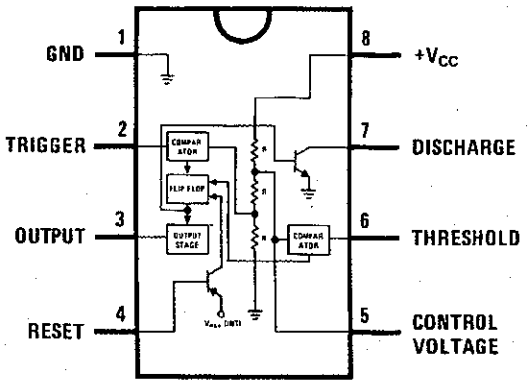


DS007851-1

© 2000 National Semiconductor Corporation DS007851

Connection Diagram

Dual-In-Line, Small Outline and Molded Mini Small Outline Packages



DS007851-3

Top View

Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
8-Pin SOIC	LM555CM	LM555CM	Rails	M08A
	LM555CMX	LM555CM	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LM555CMM	Z55	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LM555CMMX	Z55	3.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MDIP	LM555CN	LM555CN	Rails	N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	613 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C

Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages	
(SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

(T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless othewise specified)

Parameter	Conditions	Limits LM555C Min	Typ	Max	Units
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current	V_{CC} = 5V, R_L = ∞		3	6	mA
	V_{CC} = 15V, R_L = ∞ (Low State) (Note 4)		10	15	
Timing Error, Monostable					
Initial Accuracy			1		%
Drift with Temperature	R_A = 1k to 100kΩ, C = 0.1μF, (Note 5)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					
Initial Accuracy			2.25		%
Drift with Temperature	R_A, R_B = 1k to 100kΩ, C = 0.1μF, (Note 5)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667		x V_{CC}
Trigger Voltage	V_{CC} = 15V		5		V
	V_{CC} = 5V		1.67		V
Trigger Current			0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V_{CC} = 15V	9	10	11	V
	V_{CC} = 5V	2.6	3.33	4	
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	V_{CC} = 15V, I_7 = 15mA		180		mV
Output Low	V_{CC} = 4.5V, I_7 = 4.5mA		80	200	mV

Electrical Characteristics (Notes 1, 2) (Continued)

(T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless othewise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	V_{CC} = 15V				
	I_{SINK} = 10mA		0.1	0.25	V
	I_{SINK} = 50mA		0.4	0.75	V
	I_{SINK} = 100mA		2	2.5	V
	I_{SINK} = 200mA		2.5		V
	V_{CC} = 5V				
	I_{SINK} = 8mA				V
	I_{SINK} = 5mA		0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	I_{SOURCE} = 200mA, V_{CC} = 15V		12.5		V
	I_{SOURCE} = 100mA, V_{CC} = 15V	12.75	13.3		V
	V_{CC} = 5V	2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 106°C/W (DIP), 170°C/W (S0-8), and 204°C/W (MSOP) junction to ambient.

Note 4: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.

Note 5: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.

Note 6: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20MΩ.

Note 7: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Note 8: Refer to RETS555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

XR-2206

Monolithic Function Generator

EXAR ...the analog plus company™

June 1997-3

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	–40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

Rev. 1.03

©1972

TQM™

EXAR Corporation, 48720 Kato Road, Fremont, CA 94538 ◆ (510) 668-7000 ◆ (510) 668-7017

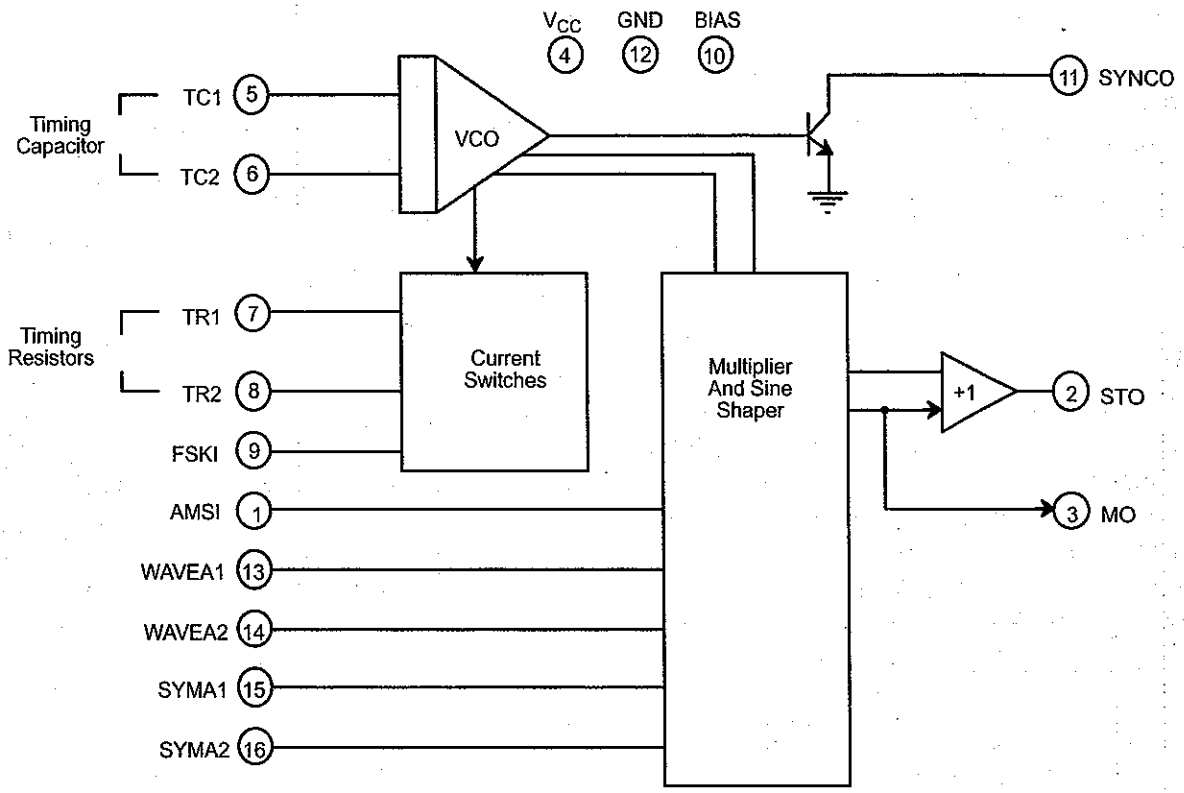
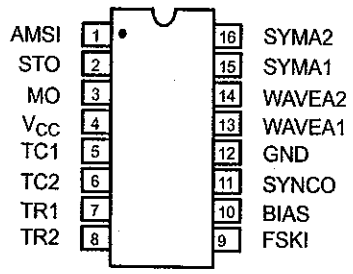
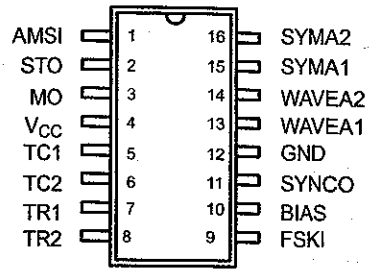


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	**Amplitude Modulating Signal Input.**
2	STO	O	**Sine or Triangle Wave Output.**
3	MO	O	**Multiplier Output.**
4	V_{CC}		**Positive Power Supply.**
5	TC1	I	**Timing Capacitor Input.**
6	TC2	I	**Timing Capacitor Input.**
7	TR1	O	**Timing Resistor 1 Output.**
8	TR2	O	**Timing Resistor 2 Output.**
9	FSKI	I	**Frequency Shift Keying Input.**
10	BIAS	O	**Internal Voltage Reference.**
11	SYNCO	O	**Sync Output.** This output is a open collector and needs a pull up resistor to V_{CC}.
12	GND		**Ground pin.**
13	WAVEA1	I	**Wave Form Adjust Input 1.**
14	WAVEA2	I	**Wave Form Adjust input 2.**
15	SYMA1	I	**Wave Symetry Adjust 1.**
16	SYMA2	I	**Wave Symetry Adjust 2.**

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of *Figure 2* **Vcc = 12V, T_A = 25°C, C = 0.01µF, R_1 = 100kΩ, R_2 = 10kΩ, R_3 = 25kΩ**
Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	**10**		**26**	10		26	V	
Split-Supply Voltage	**±5**		**±13**	±5		±13	V	
Supply Current		12	**17**		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	**0.5**	1		0.5	1		MHz	C = 1000pF, R_1 = 1kΩ
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	C = 50µF, R_1 = 2MΩ
Frequency Accuracy		±1	**±4**		±2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		±10	**±50**		±20		ppm/°C	0°C $\leq T_A \leq$ 70°C $R_1 = R_2$ = 20kΩ
Sine Wave Amplitude Stability[2]		4800			4800		ppm/°C	
Supply Sensitivity		0.01	**0.1**		0.01		%/V	V_{LOW} = 10V, V_{HIGH} = 20V, $R_1 = R_2$ = 20kΩ
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	f_H @ R_1 = 1kΩ f_L @ R_1 = 2MΩ
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	f_L = 1kHz, f_H = 10kHz
1000:1 Sweep		8			8		%	f_L = 100Hz, f_H = 100kHz
FM Distortion		0.1			0.1		%	±10% Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	**0.001**		100	0.001		100	µF	*Figure 5*
Timing Resistors: R_1 & R_2	**1**		2000	1		2000	kΩ	
Triangle Sine Wave Output[1]								*Figure 3*
Triangle Amplitude		160			160		mV/kΩ	*Figure 2*, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	**40**	60	80		60		mV/kΩ	*Figure 2*, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	R_1 = 30kΩ
With Adjustment		0.4	**1.0**		0.5	1.5	%	See *Figure 7* and *Figure 8*

Notes
[1] *Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3, on Pin 3. See Figure 3.*
[2] *For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.*
Bold face parameters *are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.*

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C_L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C_L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	**0.4**		0.2	0.6	V	I_L = 2mA
Leakage Current		0.1	**20**		0.1	100	µA	V_{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	**2.4**	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	**3.3**	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Notes
[1] Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3, on Pin 3. See Figure 3.
[2] For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.
***Bold face parameters** are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.*

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply 26V
Power Dissipation 750mW
Derate Above 25°C ..... 5mW/°C
Total Timing Current 6mA
Storage Temperature ..... -65°C to +150°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

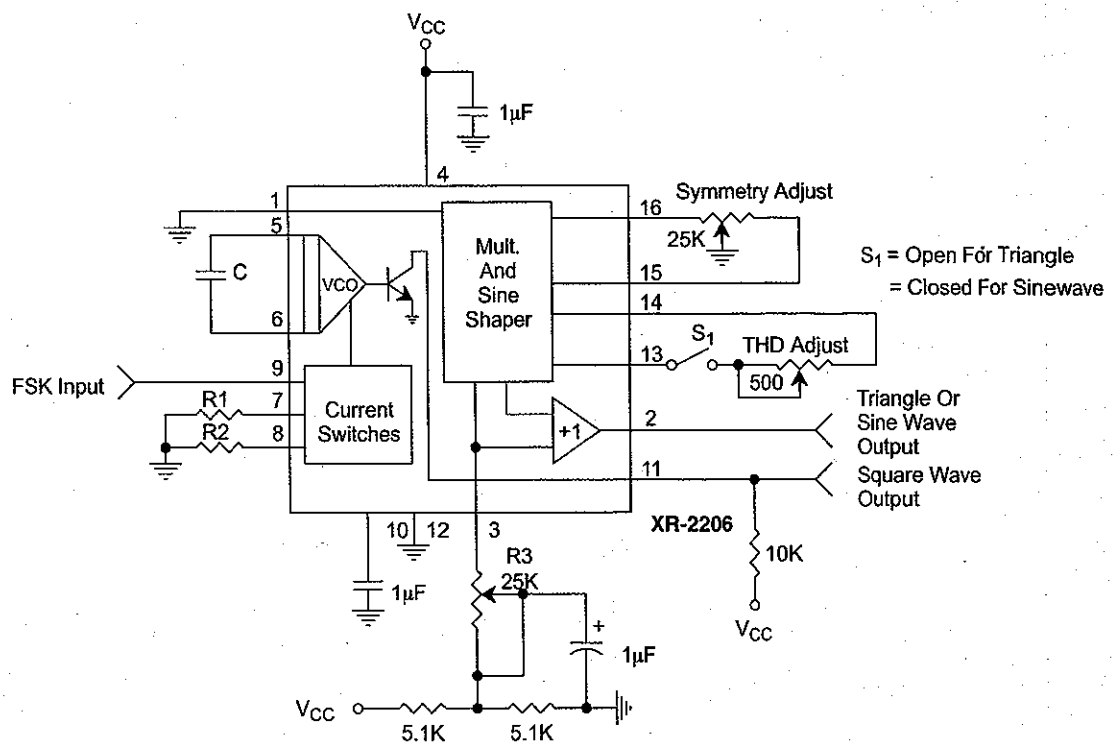


Figure 2. Basic Test Circuit

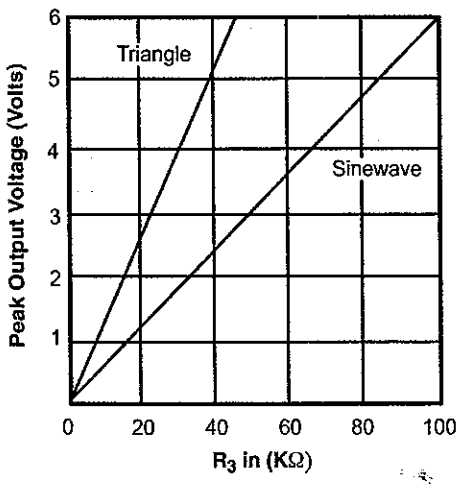


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R3, at Pin 3

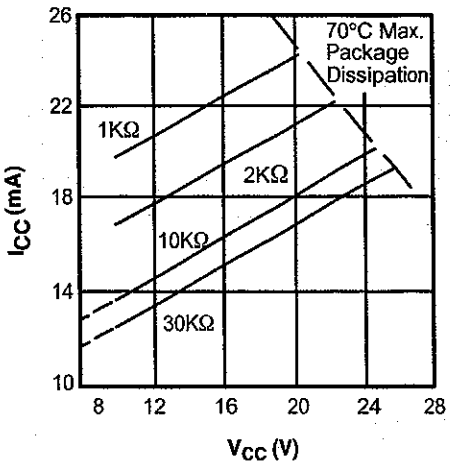


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

National Semiconductor

May 2000

LM78XX
Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expanded to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

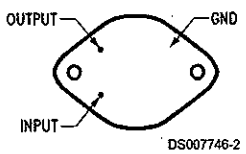
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

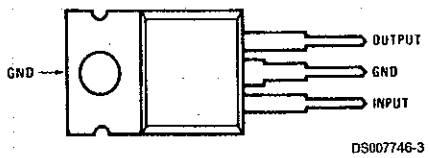
Connection Diagrams

Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum



Bottom View
Order Number LM7805CK, LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

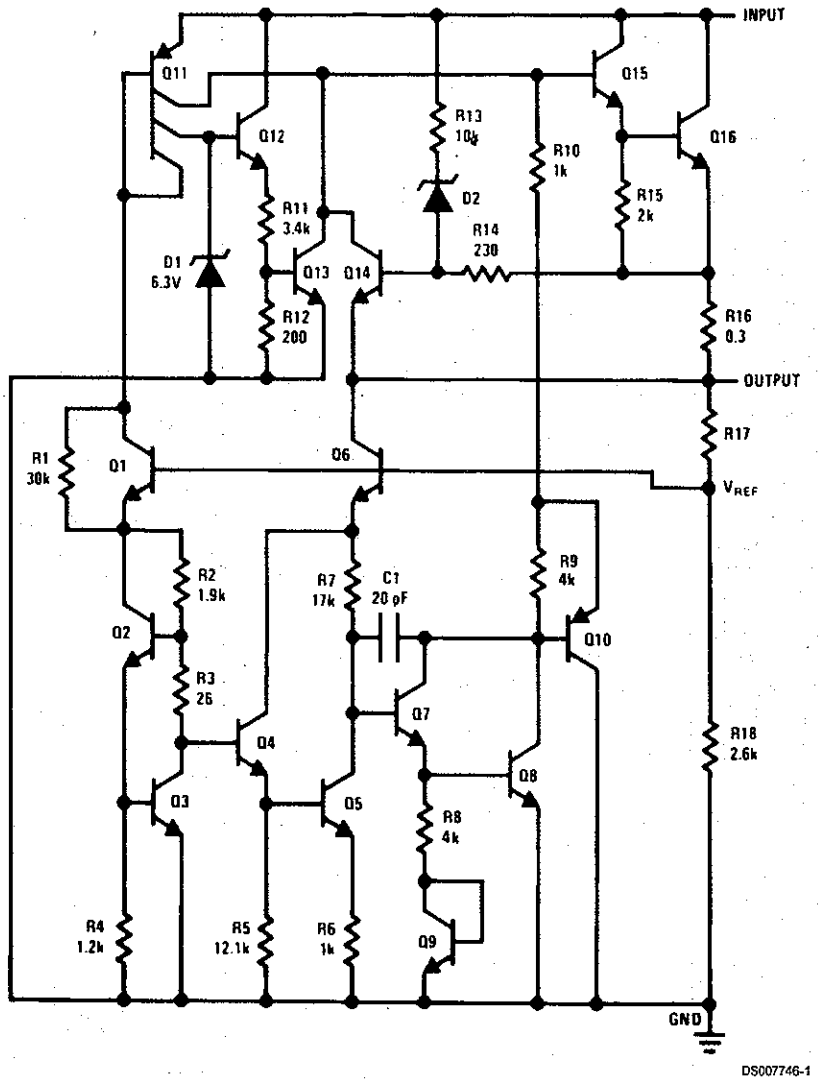
Plastic Package
TO-220 (T)



Top View
Order Number LM7805CT, LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

© 2000 National Semiconductor Corporation DS007746

Schematic


INPUT
Q11
Q12
Q15
Q16
R13
10k
R10
1k
D2
R11
3.4k
R14
230
R15
2k
D1
6.3V
Q13
Q14
R12
200
R16
0.3
OUTPUT
R17
R1
30k
Q1
Q6
VREF
R2
1.9k
R7
17k
C1
20 pF
R9
4k
Q2
Q10
R3
26
Q7
Q4
R18
2.6k
Q8
Q3
Q5
R8
4k
R4
1.2k
R5
12.1k
R6
1k
Q9
GND
DS007746-1

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Input Voltage	
(V_O = 5V, 12V and 15V)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range (T_A)	0°C to +70°C
Maximum Junction Temperature	
(K Package)	150°C
(T Package)	150°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	
TO-3 Package K	300°C
TO-220 Package T	230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2)

0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

Output Voltage				5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)				10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_O	Output Voltage	Tj = 25°C, 5 mA ≤ I_O ≤ 1A		4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
		P_D ≤ 15W, 5 mA ≤ I_O ≤ 1A		4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(14.5 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
ΔV_O	Line Regulation	I_O = 500 mA	Tj = 25°C		3	50		4	120		4	150	mV
			ΔV_{IN}	(7 ≤ V_{IN} ≤ 25)			14.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
			0°C ≤ Tj ≤ +125°C			50			120			150	mV
			ΔV_{IN}	(8 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(15 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(18.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
		I_O ≤ 1A	Tj = 25°C			50			120			150	mV
			ΔV_{IN}	(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(14.6 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17.7 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
			0°C ≤ Tj ≤ +125°C			25			60			75	mV
			ΔV_{IN}	(8 ≤ V_{IN} ≤ 12)			(16 ≤ V_{IN} ≤ 22)			(20 ≤ V_{IN} ≤ 26)			V
ΔV_O	Load Regulation	Tj = 25°C	5 mA ≤ I_O ≤ 1.5A		10	50		12	120		12	150	mV
			250 mA ≤ I_O ≤ 750 mA			25			60			75	mV
		5 mA ≤ I_O ≤ 1A, 0°C ≤ Tj ≤ +125°C				50			120			150	mV
I_Q	Quiescent Current	I_O ≤ 1A	Tj = 25°C			8			8			8	mA
			0°C ≤ Tj ≤ +125°C			8.5			8.5			8.5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	5 mA ≤ I_O ≤ 1A				0.5			0.5			0.5	mA
		Tj = 25°C, I_O ≤ 1A				1.0			1.0			1.0	mA
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)			(14.8 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17.9 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
		I_O ≤ 500 mA, 0°C ≤ Tj ≤ +125°C				1.0			1.0			1.0	mA
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(7 ≤ V_{IN} ≤ 25)			(14.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
V_N	Output Noise Voltage	T_A =25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz			40			75			90		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	f = 120 Hz	I_O ≤ 1A, Tj = 25°C or	62	80		55	72		54	70		dB
			I_O ≤ 500 mA 0°C ≤ Tj ≤ +125°C	62			55			54			dB
		V_{MIN} ≤ V_{IN} ≤ V_{MAX}		(8 ≤ V_{IN} ≤ 18)			(15 ≤ V_{IN} ≤ 25)			(18.5 ≤ V_{IN} ≤ 28.5)			V
R_O	Dropout Voltage	Tj = 25°C, I_{OUT} = 1A			2.0			2.0			2.0		V
	Output Resistance	f = 1 kHz			8			18			19		mΩ

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)

$0^\circ C \le T_J \le 125^\circ C$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Short-Circuit Current	Tj = 25°C		2.1			1.5			1.2		A
	Peak Output Current	Tj = 25°C		2.4			2.4			2.4		A
	Average TC of V_{OUT}	$0^\circ C \le Tj \le +125^\circ C$, I_O = 5 mA		0.6			1.5			1.8		mV/°C
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	Tj = 25°C, $I_O \le 1A$		7.5		14.6			17.7			V

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W junction to case and 35°C/W case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4°C/W junction to case and 50°C/W case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of 0.22 µF, and a capacitor across the output of 0.1µF. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \le 10$ ms, duty cycle ≤ 5%). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.

Apêndice B

Demonstrações Matemáticas

Este apêndice contém algumas demonstrações selecionadas. Outras demonstrações estão disponíveis na Internet, no site: **www.malvino.com**.

Prova da Equação (9-10)

O ponto de partida para esta demonstração é a equação da junção *pn* retangular derivada por Schockley:

$$I = I_s(\varepsilon^{Vq/kT} - 1) \qquad \textbf{(B-1)}$$

onde I = corrente total no diodo
I_S = corrente de saturação reversa
V = tensão total na camada de depleção
q = carga de um elétron
k = constante de Boltzmann
T = temperatura absoluta, °C + 273

A equação (B-1) *não* inclui a resistência de corpo nos dois lados da junção. Por esta razão, a equação se aplica ao diodo total apenas quando a tensão na resistência de corpo for desprezível.
Na temperatura ambiente, q/kT é aproximadamente igual à 40 e a Equação (B-1) torna-se:

$$I = I_s(\varepsilon^{40V} - 1) \qquad \textbf{(B-2)}$$

(Alguns autores consideram 39V, mas esta diferença é pouca.) Para obter r_e', aplicamos a diferencial de I em relação a V:

$$\frac{dI}{dV} = 40 I_s \varepsilon^{40V}$$

Usando a Equação (B-2), podemos reescrevê-la como:

$$\frac{dI}{dV} = 40(I + I_s)$$

Tomando o inverso dado para r_e':

$$r_e' = \frac{dV}{dI} = \frac{1}{40(I + I_s)} = \frac{25\text{mV}}{I + I_s} \qquad \textbf{(B-3)}$$

A equação (B-3) inclui os efeito da corrente de saturação reversa. Em um amplificador linear prático, I é muito maior que I_S (caso contrário, a polarização fica instável). Por isto, o valor prático de r_e' é:

$$r_e' = \frac{25\,\text{mV}}{I}$$

Como estamos falando sobre a camada de depleção do emissor, adicionamos o subscrito E para obter:

$$r_e' = \frac{25\text{mV}}{I_E}$$

Prova da Equação (12-27)

Na Figura 12-18a, a dissipação de potência instantânea durante o tempo de condução do transistor é:

$$p = V_{CE}I_C$$
$$= V_{CEQ}(1 - \text{sen}\,\theta)I_{C(\text{sat})}\,\text{sen}$$

Isto funciona para o semiciclo quando o transistor está *conduzindo*: durante o semiciclo de *corte*, p = 0, idealmente.

A dissipação de potência média é igual à:

$$p_{\text{av}} = \frac{\textit{área}}{\textit{período}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{CEQ}(1 - \text{sen}\,\theta)\,I_{C(\text{sat})}\,\text{sen}\,\theta$$

Após o desenvolvimento definitivo da integral sobre o semiciclo nos limites de 0 a π e, dividindo pelo período 2π, obtemos a potência média sobre o *ciclo completo* para um transistor:

$$p_{\text{av}} = \frac{1}{2\pi}V_{CEQ}I_{(\text{sat})}\left[-\cos\theta - \frac{\theta}{2}\right]_0^{\pi} \qquad \textbf{(B-4)}$$
$$= 0{,}068\,V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}$$

Esta é a dissipação de potência em cada transistor pelo ciclo completo, supondo 100% de excursão sobre a reta de carga cc.

Se o sinal não excursionar por toda a reta de carga, a potência instantânea é igual a

$$p = V_{CE}I_C = V_{CEQ}(1 - k\,\text{sen}\,\theta)I_{C(\text{sat})}k\,\text{sen}$$

onde k é uma constante entre 0 e 1; k representa a fração da reta de carga que está sendo usada. Após a integração:

$$p_{\text{av}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} p\,d\theta$$

Você obtém:

$$p_{\text{av}} = \frac{V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}}{2\pi}\left(2\pi - \frac{\pi k^2}{2}\right) \qquad \textbf{(B-5)}$$

Como p_{av} é uma função de k, podemos aplicar uma diferencial e ajustar dp_{av}/dk igual à zero para encontrar o valor máximo de k:

$$\frac{dp_{\text{av}}}{dk} = \frac{V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}}{2\pi}(2 - k\pi) = 0$$

Resolvendo para k temos:

$$k = \frac{2}{\pi} = 0{,}636$$

Com este valor de k, a Equação (B-5) se reduz para

$$p_{\text{av}} = 0{,}107V_{CEQ}I_{C(\text{sat})} \cong 0{,}1V_{CEQ}I_{C(\text{sat})}$$

Visto que $I_{C(\text{sat})} = V_{CEQ}/R_L$ e V_{CEQ} = MPP/2, a equação anterior pode ser escrita como:

$$P_{D(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{40R_L}$$

Prova das Equações (13-15) e (13-16)

Comece com a equação da transcondutância:

$$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{desl})}}\right]^2 \tag{B-6}$$

Sua derivada é:

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = g_m = 2I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{desl})}}\right]\left[-\frac{1}{V_{GS(\text{desl})}}\right]$$

ou

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(\text{desl})}}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{desl})}}\right] \tag{B-7}$$

quando $V_{GS} = 0$, obtemos:

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(\text{desl})}} \tag{B-8}$$

ou rearranjando:

$$V_{GS(\text{desl})} = -\frac{2I_{DSS}}{g_{m0}}$$

Isto prova a Equação (13-15). Substituindo o membro da esquerda da Equação (B-8) na Equação (B-7):

$$g_m = g_{m0}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{desl})}}\right]$$

Ela é a prova da Equação (13-16).

Prova da Equação (18-2)

A equação de uma tensão senoidal é:

$$v = V_p \text{sen}\, \omega t$$

A derivada em relação ao tempo é:

$$\frac{dv}{dt} = \omega V_p \cos \omega t$$

A taxa de variação máxima ocorre para $t = 0$. Além disto, como a freqüência aumenta, atingimos o ponto em que a taxa de variação máxima iguala ao valor da taxa de inclinação (*slew rate*). Neste ponto crítico:

$$S_R = \left(\frac{dv}{dt}\right)'_{\text{máx}} = \omega_{\text{máx}} V_p = 2\pi f_{\text{máx}} V_p$$

Resolvendo para $f_{(\text{máx})}$ em termos de S_R, obtemos:

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

Prova da Equação (19-10)

Aqui temos uma derivação para a impedância de saída em malha fechada. Comece com:

$$A_{v(CL)} = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B}$$

Substitua:

$$A_v = A_u \frac{R_L}{r_{out} = R_L}$$

onde A_v é o ganho com carga (R_L conectada) e A_u é o ganho sem carga (R_L desconectada). Após a substituição por A_v, o ganho em malha fechada fica simplificado para:

$$A_{v(CL)} = \frac{A_u}{1 + A_u B + r_{out}/RL}$$

Onde:

$$1 + A_u B = \frac{r_{out}}{R_L}$$

$A_{v(CL)}$ cairá pela metade, implicando que a resistência da carga "bate" com a resistência equivalente de Thevenin na saída do amplificador com realimentação. Resolvendo para R_L temos:

$$R_L = \frac{r_{out}}{1 + A_u B}$$

Este é o valor da resistência de carga que força o ganho de tensão em malha fechada a cair pela metade, o que equivale a dizer que ela é igual à impedância de saída em malha fechada.

$$r_{out(CL)} = \frac{r_{out}}{1 + A_u B}$$

Em qualquer amplificador prático com realimentação, r_{out} é muito menor que R_L, de modo que A_{VOL} é aproximadamente igual à A_u. É por isto que você quase sempre vê a seguinte expressão para a impedância de saída:

$$r_{out(CL)} = \frac{r_{out}}{1 + A_{VOL} B}$$

onde $r_{out(CL)}$ = impedância de saída em malha fechada
r_{out} = impedância de saída em malha aberta
$A_{VOL}B$ = ganho em malha aberta

Prova da Equação (19-23)

Por causa do terra virtual na Figura 19-12, essencialmente toda a corrente de entrada circula por R_1. Somando as tensões em torno do circuito obtemos:

$$-v_{error} + i_{in} R_2 - (i_{out} - i_{in}) R_1 = 0 \qquad \textbf{(B-9)}$$

Com as substituições a seguir:

$$v_{erro} = \frac{v_{out}}{A_{VOL}}$$

e

$$v_{out} = i_{out} R_L + (i_{out} - i_{in}) R_1$$

e

$$v_{out} = i_{out} R_L + (i_{out} - i_{in}) R_1$$

A Equação (B-9) pode ser rearranjada como:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VOL}R_2 + (1 + A_{VOL})R_1}{R_L + (1 + A_{VOL})R_1}$$

Como A é geralmente muito maior que 1, isto se reduz para:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VOL}(R_1 + R_2)}{R_L + A_{VOL}R_1}$$

Além disto, AR_2 é geralmente muito maior que R_L e a expressão anterior fica simplificada para

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Prova da Equação (22-17)

A variação da tensão no capacitor é dada por:

$$\Delta V = \frac{IT}{C} \qquad \textbf{(B-10)}$$

No semiciclo positivo da tensão de entrada (Figura 22-28a), a corrente de carga do capacitor é idealmente:

$$I = \frac{V_p}{R}$$

Como T é o tempo de decaimento da rampa de saída, ele representa metade do período na saída. Se f é a freqüência da onda quadrada na entrada, então $T = 1/2f$. Substituindo para I e T na Equação (B10) temos:

$$\Delta V = \frac{V_p}{2fRC}$$

A tensão na entrada tem um valor de pico de V_p, enquanto a tensão na saída tem um valor de pico a pico de ΔV. Logo, a equação pode ser escrita como:

$$v_{out}(p - p) = \frac{V_P}{2fRC}$$

Prova da Equação (22-18)

A UTP tem um valor de $+VB_{sat}$ e LTP um valor de $-BV_{sat}$. Comece com a equação básica de chaveamento que se aplica a qualquer circuito RC:

$$v = v_i + (f - v_i)(1 - e^{-t/RC}) \qquad \textbf{(B-11)}$$

onde v = tensão instantânea no capacitor
v_i = tensão inicial no capacitor
v_f = tensão desejada no capacitor
t = tempo de carga
RC = constante de tempo

Na Figura 22-32b, a carga no capacitor começa com um valor inicial de $-BV_{sat}$ e termina com um valor de $+BV_{sat}$. A tensão desejada para a tensão no capacitor é $+V_{sat}$ e o tempo de carga do capacitor é a metade do período, $T/2$. Substitua na Equação (B-11) para obter:

$$BV_{sat} = -BV_{sat} + (V_{sat} + BV_{sat})(1 - e^{-T/2RC})$$

Que pode ser simplificada para:

$$\frac{2B}{1 + B} = 1 - e^{-T/2RC}$$

Rearranjando e tomando o antilog, a expressão anterior fica sendo:

$$T = 2RC \ln \frac{1+B}{1-B}$$

Prova da Equação (23-25)

Comece com a Equação (B-11), a equação de chaveamento para qualquer circuito *RC*. Na Figura 23-33, a tensão inicial no capacitor é zero, a tensão desejada no capacitor é de $+V_{CC}$ e a tensão final no capacitor é $+2V_{CC}/3$. Substitua na Equação (B-11) para obter:

$$\frac{2V_{CC}}{3} V_{CC}(1 - e^{-W/RC})$$

Isto fica simplificado para:

$$e^{-W/RC} = \frac{1}{3}$$

Resolvendo para *W* obtemos:

$$W = 1{,}0986RC \cong 1{,}1RC$$

Prova das Equações (23-28) e (23-29)

Na Figura 23-36, o tempo de carga positiva no capacitor é de *W*. A tensão no capacitor começa com $+V_{CC}/3$ e termina com $+2V_{CC}/3$, com uma tensão desejada de $+V_{CC}$. Substitua na Equação (B-11) para obter:

$$\frac{2V_{CC}}{3} = \frac{V_{CC}}{3} + \left(V_{CC} - \frac{V_{CC}}{3}\right)(1 - e^{-W/RC})$$

Isto fica simplificado para:

$$e^{-WRC} = 0{,}5$$

ou

$$W = 0{,}693RC = 0{,}693(R_1 + R_2)C$$

A equação de descarga é similar, exceto que R_2 é usado no lugar de $R_1 + R_2$. Na Figura 23-36, o tempo de descarga é $T - W$, que nos leva a:

$$T - W = 0{,}693R_2C$$

Portanto, o período é:

$$T = 0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C$$

e o ciclo de trabalho é:

$$D = \frac{0{,}693(R_1 + R_2)C}{0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C} \times 100\%$$

ou

$$D = \frac{R1 + R2}{R1 + 2R2} \times 100\%$$

Para obter a freqüência, tome o inverso do período *T*:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C}$$

ou

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Apêndice C

MultiSim

Introdução

No esforço de auxiliar o estudante a entender os conceitos vistos neste livro, apresentaremos aqui os problemas e exemplos-chaves por meio de simulação por computador utilizando o MultiSim. O MultiSim é um conjunto de programas para simulação interativa de circuitos que permite ao estudante ver seu circuito na forma de diagrama enquanto mede os diferentes parâmetros do circuito. A capacidade de criar um diagrama rapidamente e depois analisar o circuito por meio de simulação faz do MultiSim uma ferramenta essencial para ajudar os estudantes a entender os conceitos estudados no curso de Eletrônica.

Este livro de instruções introduzirá o leitor a conhecer as características do MultiSim no que diz respeito ao estudo de CC, CA e dos dispositivos eletrônicos a semicondutor. Os tópicos estudados são:

- Área de Trabalho
- Abrindo um Arquivo
- Simulando um Funcionamento
- Salvando um Arquivo
- Componentes
- Fontes
- Equipamento de Medição
- Exemplos de Circuito

Área de Trabalho

A força deste programa está na sua simplicidade. Com apenas alguns passos, um circuito pode ser recuperado de um disco ou desenhado a partir de um rascunho, e simular seu funcionamento. A tela principal, como mostra a Figura C-1, é dividida em três áreas: menu, barra de ferramentas e área de trabalho.

O menu permite ao usuário acessar todas as funções do programa. Inicialmente, se utilizará apenas algumas das suas diferentes opções. Cada um dos tópicos do menu de arquivos pode ser acessado pelo botão do mouse ou pressionando as teclas <Alt> e a letra sublinhada correspondente. Por exemplo, para acessar o menu arquivo (File) simplesmente pressione <Alt><F> ao mesmo tempo. O menu arquivo (File) surgirá, como mostra a Figura C-2.

Inicialmente, existem apenas duas escolhas neste menu de arquivos que precisam ser consideradas: Abrindo um arquivo e Salvando um arquivo. As outras opções do menu podem ser exploradas à medida que se fizerem necessárias.

A barra de ferramentas abaixo do menu de arquivos permite acessar todas as opções do menu. Tipicamente, um usuário poderá acessá-los por meio da barra de ferramentas em vez de usar o menu. O ícone principal dentre os vários existentes

na barra de ferramentas é a chave liga-desliga, que inicia e termina uma simulação. O botão de comando próximo da chave liga-desliga pára momentaneamente uma simulação (pausa). Pressionando o botão de pausa (Pause) em uma simulação veremos uma forma de onda ou de se fazer uma medida com um multímetro sem alterar a tela em questão.

Figura C-1 Tela Principal.

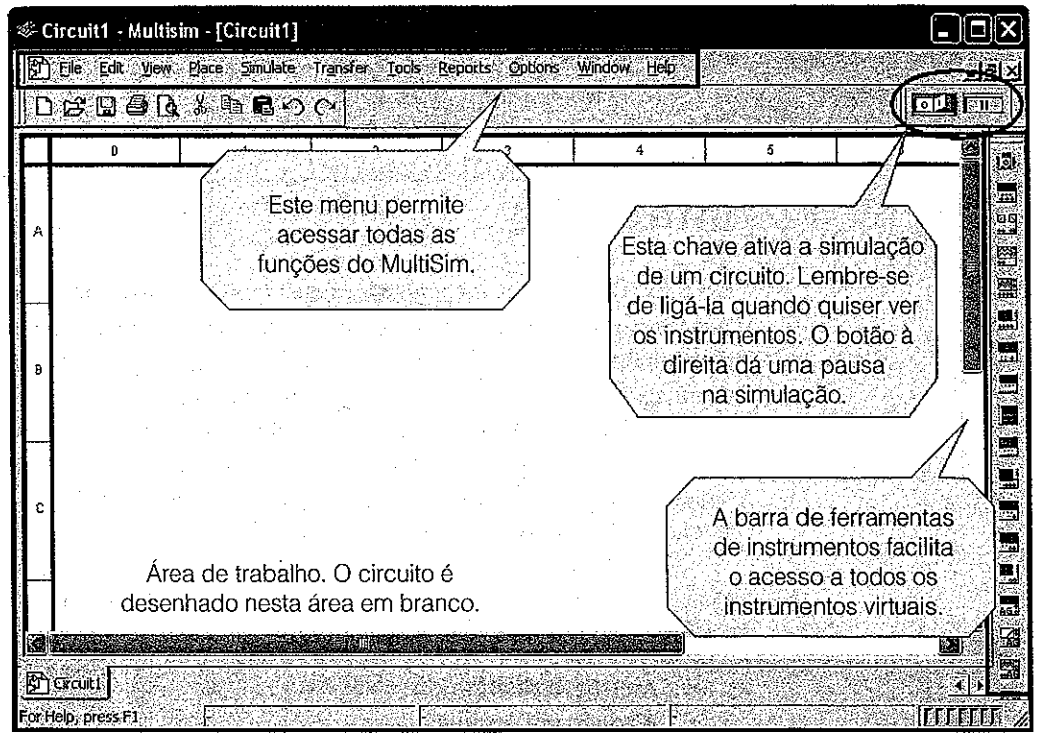
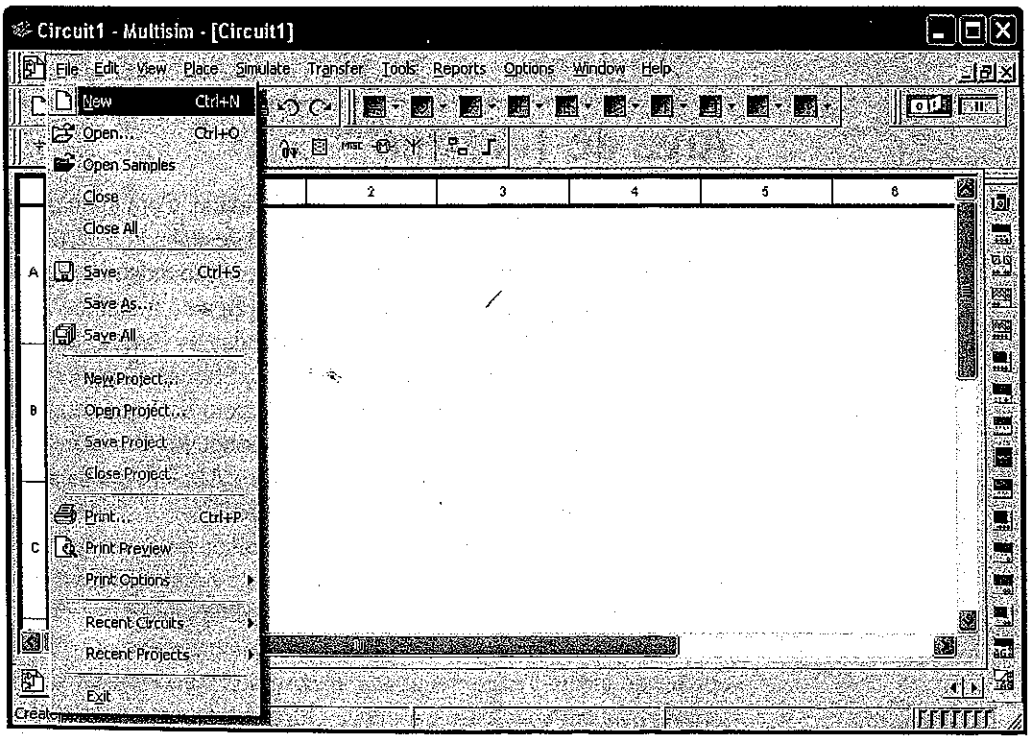


Figura C-2 Menu Arquivo (File).



Abrindo um Arquivo

Os circuitos apresentados neste livro estãodisponíveis para download na página deste livro no site www.mcgraw-hill.com.br. Os arquivos são divididos em pastas, uma para cada capítulo. O nome do arquivo facilita a informação para o usuário.

Exemplo: Um nome típico de arquivo poderia ser "Ch 4 Problem 4-11". A primeira parte do arquivo diz ao usuário que o arquivo está localizado na pasta denominada "Capítulo 4." A segunda parte do nome nos diz que é a Questão 11 da Seção dos Problemas no final do Capítulo 4.

Figura C-3 Abrindo um Arquivo.

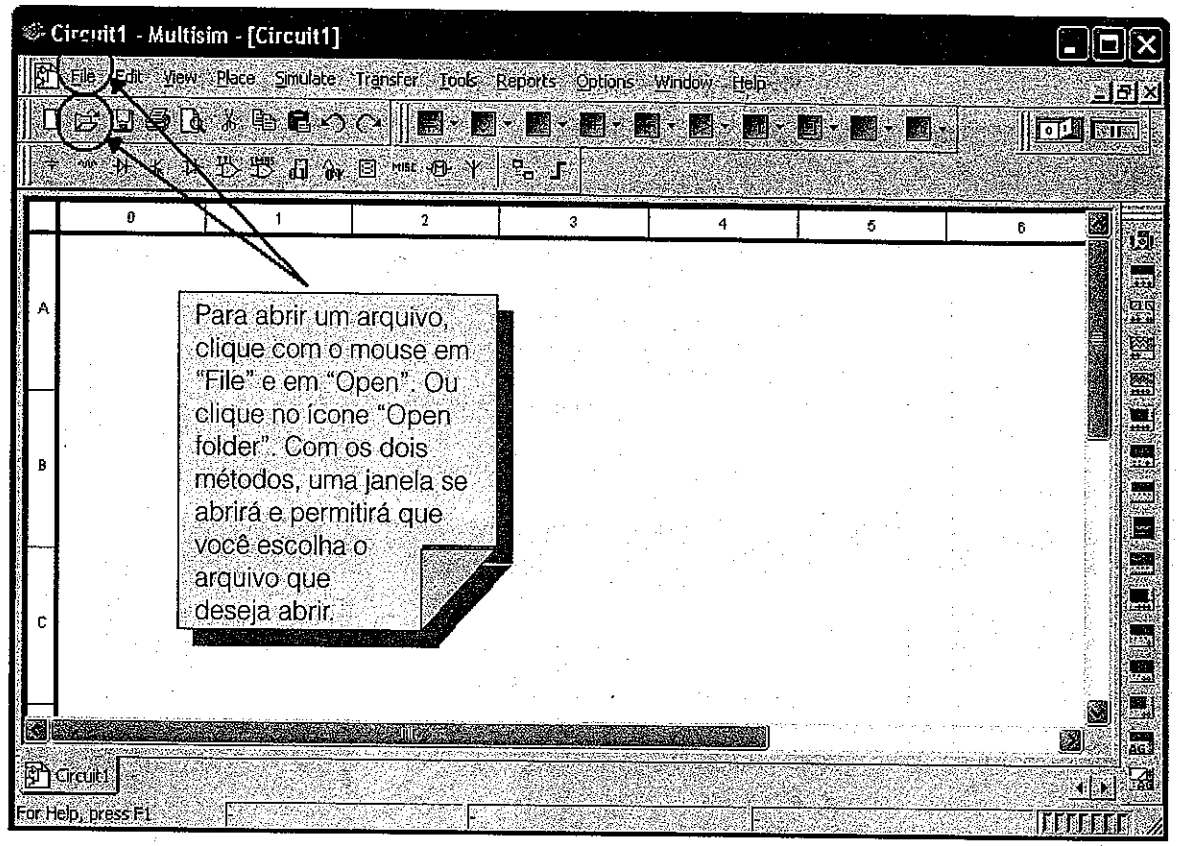
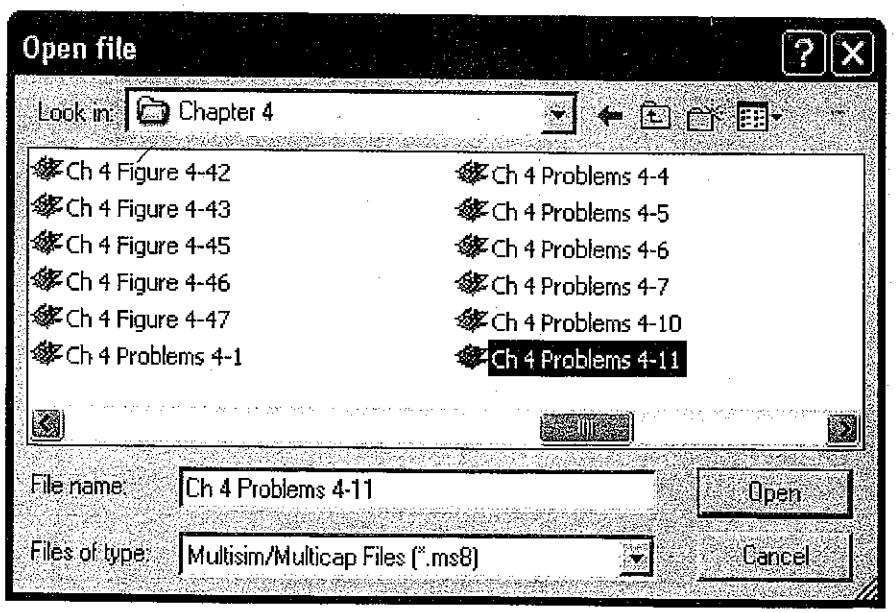


Figura C-4 Caixa de diálogo Abrir Arquivo (Open file).



Para abrir um arquivo, clique com o mouse em File localizado na barra de menu e depois clique em Open, ou clique na pasta com o ícone Open localizado na barra de ferramentas na Figura C-3. Esses dois métodos abrem a caixa de diálogo Abrir Arquivo (Open File) da Figura C-4. Navegue até a pasta com o capítulo apropriado e escolha o arquivo necessário.

Simulando um Funcionamento

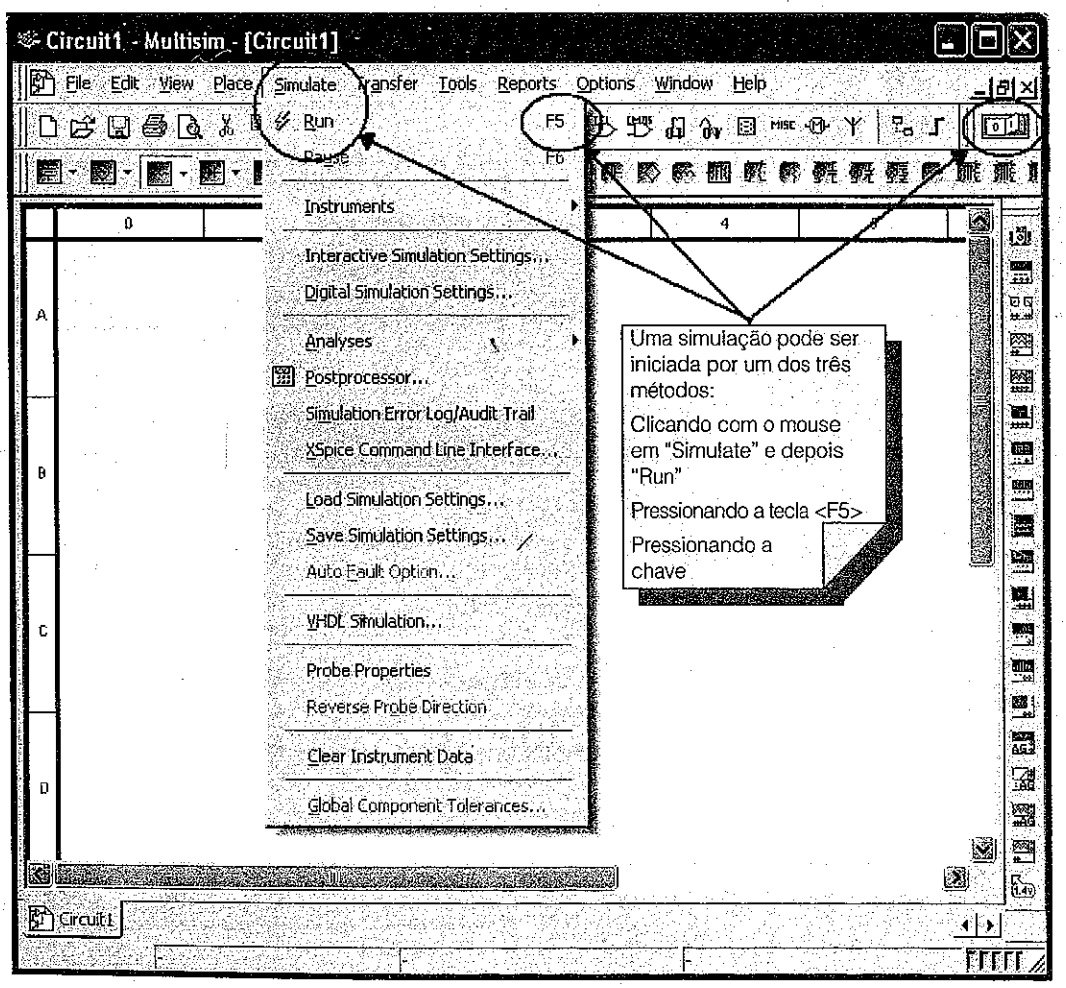
Os arquivos do MultiSim desenvolvidos para este livro apresentam o circuito em um formato padrão. A instrumentação é conectada tipicamente nos pontos apropriados dentro do circuito. Se o mostrador do instrumento não estiver visível, dê um clique duplo com o mouse sobre o ícone do instrumento e o mostrador surgirá. Existe uma tela de ajuda denominada "caixa de descrição" (Description Box), com informações úteis relacionadas com o circuito e o instrumento dentro do circuito. Esta caixa de descrição pode ser vista pressionando-se as teclas <Control><D> no MultiSim.

Uma simulação pode ser iniciada de três modos diferentes:

- Selecionando a "Simulação" (Simulate) a partir do menu de arquivos e depois selecionando "Executar" (Run)
- Pressionando a tecla <F5>
- Pressionando a chave com um clique do mouse.

Esses três modos estão ilustrados na Figura C-5.

Figura C-5 Iniciando uma Simulação.



Salvando um Arquivo

Se um arquivo for modificado, será necessário salvá-lo com um novo nome. Como mostra a Figura C-6, selecione "File" com um clique do mouse localizado na barra de menu, depois selecione "Save As" no menu de arquivos: isto abrirá a caixa de diálogos do "Save As". Dê um novo nome para o arquivo e pressione o botão "Save" com um clique do mouse. Este processo está demonstrado na Figura C-7.

Figura C-6 Tela "Save As...".

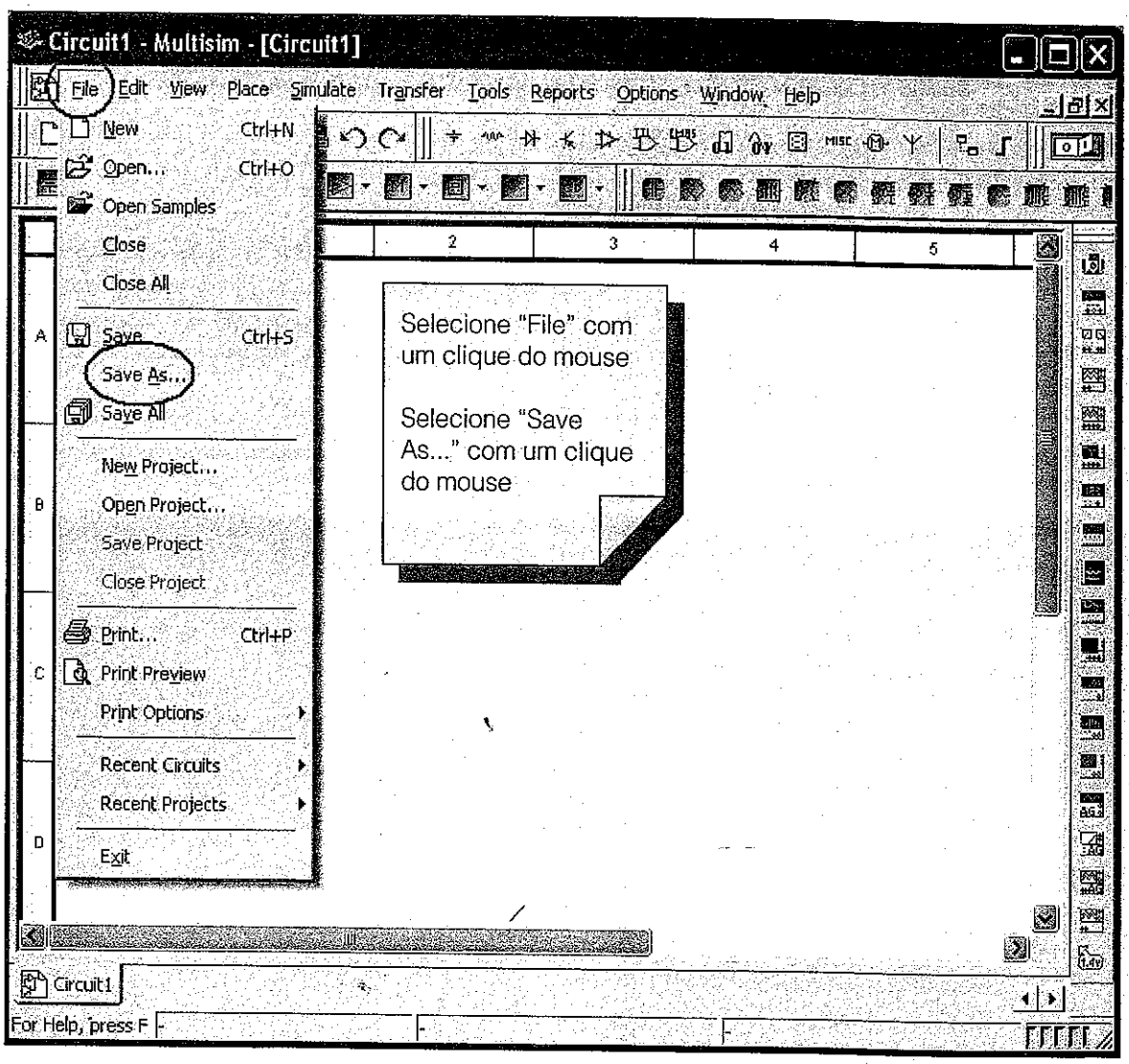
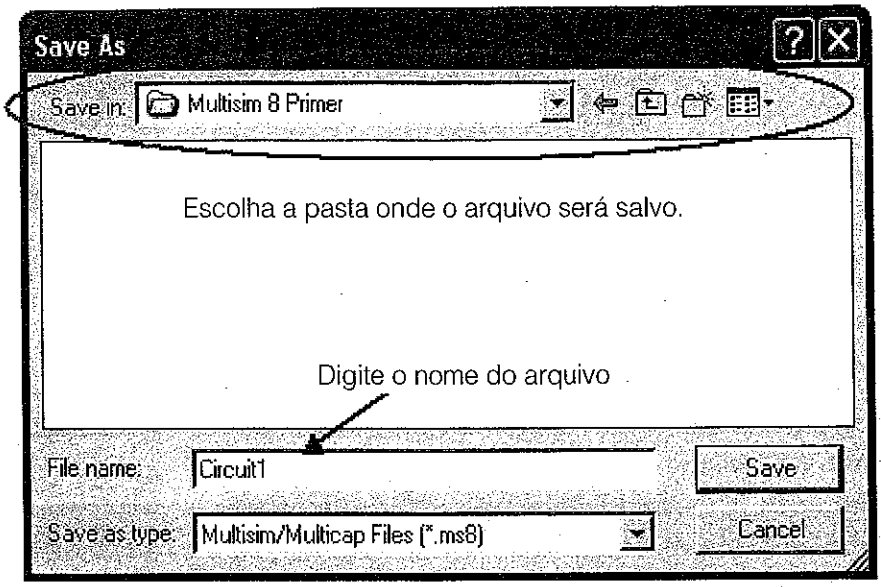


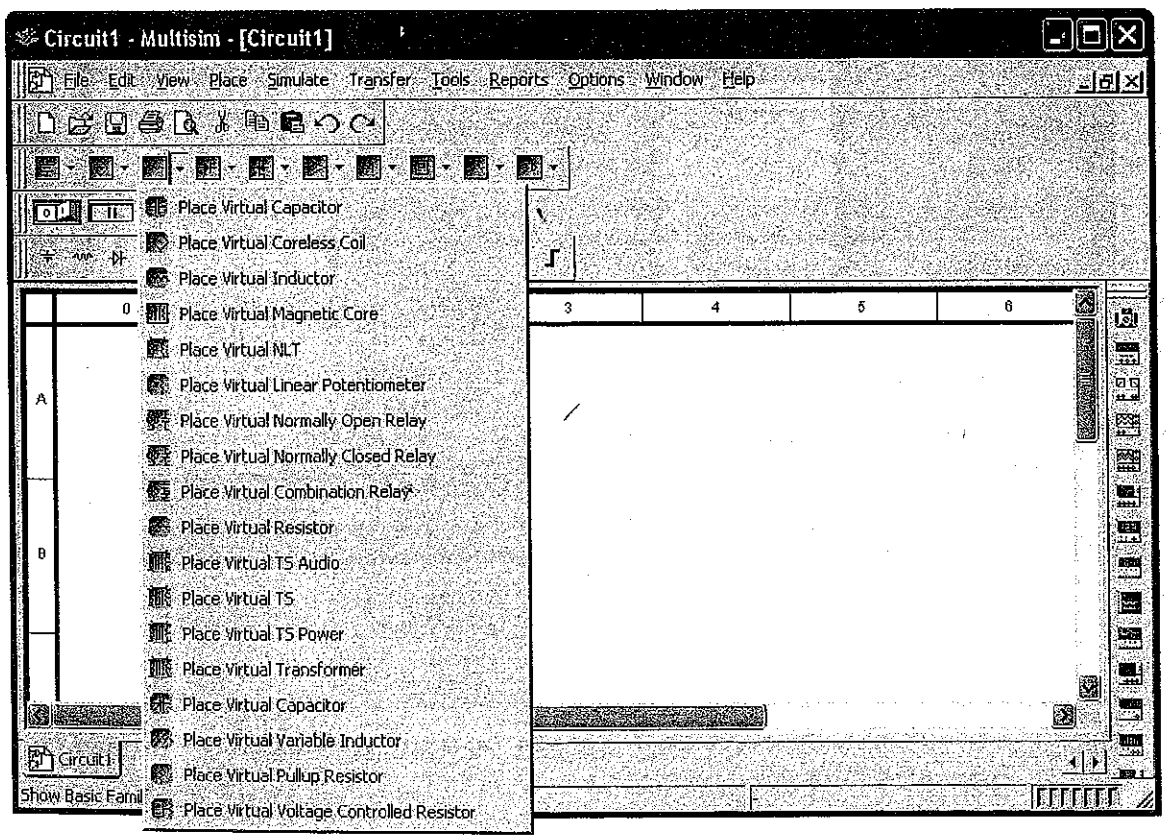
Figura C-7 Caixa de Diálogo do "Save As...".



Componentes

Existem dois tipos de modelos de componentes no MultiSim: aqueles modelados após os componentes reais e aqueles modelados após os componentes "ideais". Os modelados após os componentes ideais são chamados de componentes "virtuais". Existe uma ampla seleção de componentes virtuais disponível, como mostra a Figura C-8.

Figura C-8 Lista de Componentes Virtuais.



A diferença entre os dois tipos de componentes reside em seus valores nominais. Os componentes virtuais podem ter qualquer um de seus parâmetros variados, enquanto os modelados após os componentes reais são limitados aos valores do universo real. Por exemplo, um resistor virtual pode ter qualquer valor de resistência e de porcentagem de tolerância, como mostra a Figura C-9.

Os modelos de resistores reais são limitados aos valores nominais padronizados comercialmente com uma das tolerâncias de 1% ou de 5%. O mesmo é válido para todos os outros componentes modelados após os componente reais, como mostra a Figura C-10. Isto é especialmente importante quando são usados dispositivos semicondutores em uma simulação. Cada um dos modelos de semicondutores reais funcionará de acordo com suas folhas de dados. Esses componentes serão listados por seus números codificados de dispositivos reais como identificados pelos fabricantes. Por exemplo, um diodo comum é o 1N4001 que, como muitos outros, pode ser encontrado nas bibliotecas dos componentes reais. Os parâmetros na biblioteca dos componentes reais podem ser modificados, mas isto requer um maior conhecimento de modelamento de componente e está acima das explicações desta introdução.

Se forem escolhidos componentes reais para uma simulação de circuito, os valores medidos podem divergir ligeiramente dos valores calculados, visto que o programa utilizará as tolerâncias para variar os resultados. Se for necessário uma resposta precisa, os componentes virtuais podem ser ajustados com valores específicos com uma tolerância com porcentagem zero.

Dois dos componentes requerem uma interação com o usuário. A chave é provavelmente o dispositivo mais comumente utilizado desses dois componentes. O movimento da chave é disparado pressionando-se a tecla associada com cada chave, como mostra a Figura C-11. A tecla é escolhida durante a tela de configuração da chave, veja na Figura C-12. Se forem atribuídas duas chaves para a mesma tecla, elas se moverão quando a tecla for pressionada.

Figura C-9 Tela de Configuração para um Resistor Virtual.

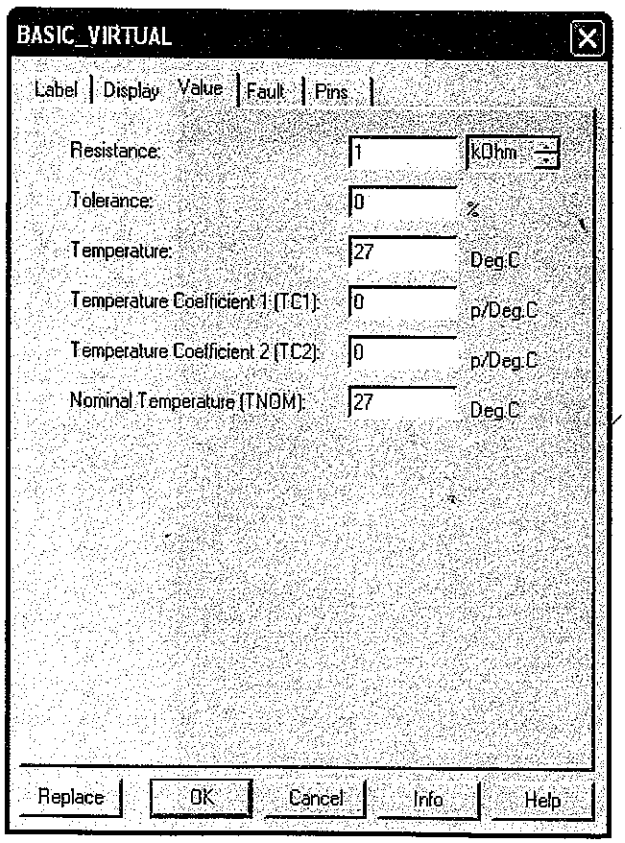


Figura C-10 Lista de Componentes para Resistores.

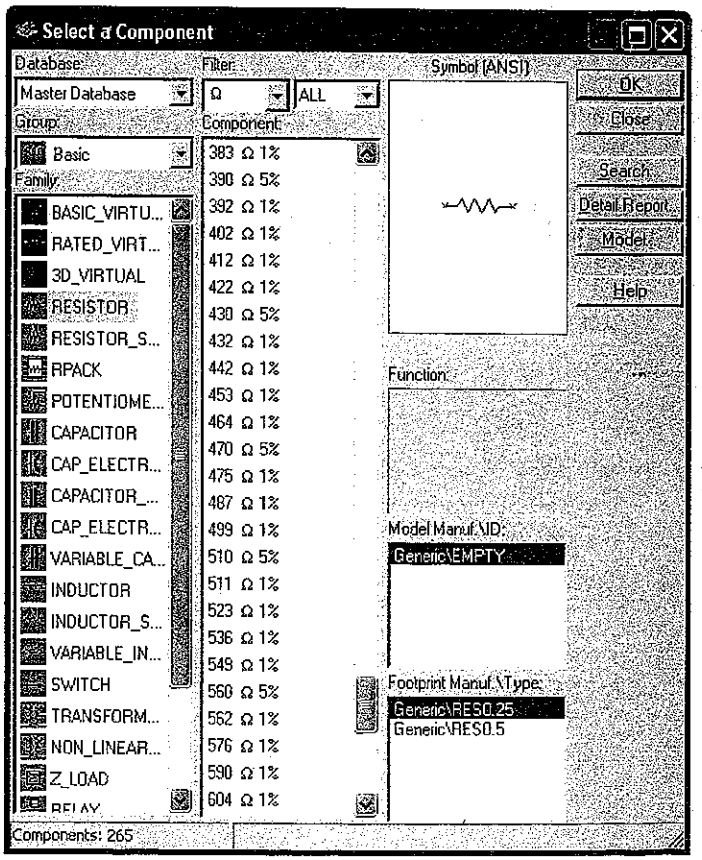


Figura C-11 Chaves.

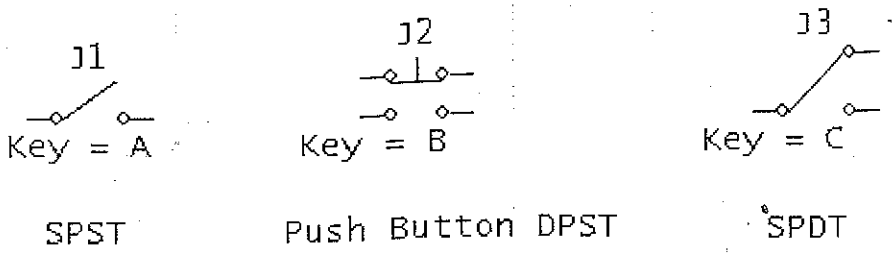
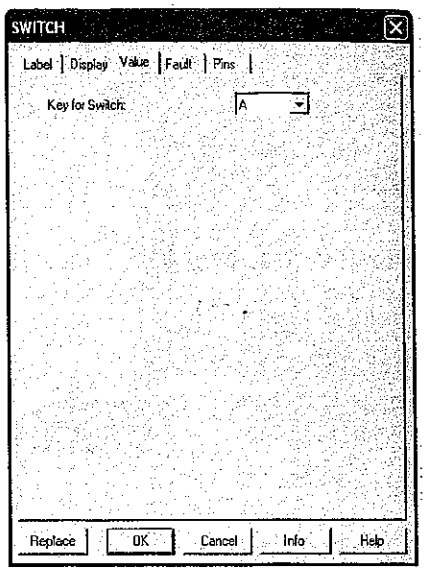


Figura C-12 Tela de Configuração da Chave.



O segundo componente que requer interação com o usuário é o potenciômetro, que variará sua resistência em passos predeterminados com cada tecla pressionada. Pressionando a letra associada no teclado aumentará a resistência, e pressionando a tecla <Shift> e a letra a resistência diminuirá. Conforme mostra a Figura C-13, a tolerância da resistência total será exibida perto do potenciômetro. O incremento de aumento ou diminuição da resistência é ajustado pelo usuário na configuração da tela. A tecla associada é escolhida também na tela de configuração como mostra a Figura C-14.

Figura C-13 Potenciômetro.

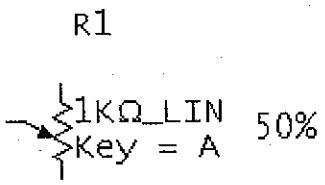


Figura C-14 Tela de Configuração do Potenciômetro ca.

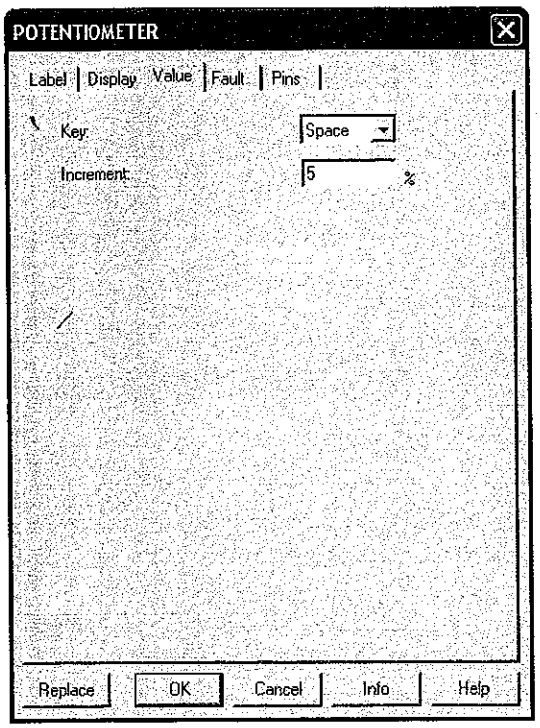
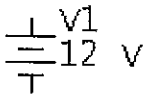


Figura C-15 Fontes CC como Bateria.



Fontes

No estudo dos circuitos eletrônicos CC e CA, a maioria dos circuitos inclui uma fonte de tensão ou de corrente. Existem dois tipos de fontes de tensão: fontes CC e CA. A fonte CC pode ser representada por dois modos: como uma bateria na Figura C-15 e como uma fonte de tensão.

A tensão nominal é totalmente ajustada. O valor pré-ajustado é de 12 VCC. Se for dado um duplo clique no componente, a tela de configuração da Figura C-16 surgirá e o valor da tensão pode ser mudado.

As tensões de alimentação são usadas em circuitos com semicondutor para representar uma fonte de alimentação positiva ou negativa. A Figura C-17 contém uma fonte de alimentação V_{CC} usada em circuitos com transistor. Os circuitos com FET utilizarão uma fonte de alimentação V_{DD}, como está ilustrado na Figura C-18.

A Figura C19 representa as fontes de tensões $+V_{CC}$ $-V_{EE}$. Essas fontes são utilizadas nos circuitos com amplificador operacional. Os amplificadores operacionais tipicamente usam uma fonte simétrica: uma fonte de alimentação negativa (V_{EE}) e uma fonte de alimentação positiva (V_{CC}), como na Figura C-20.

Figura C-16 Tela de Configuração para uma Fonte CC.

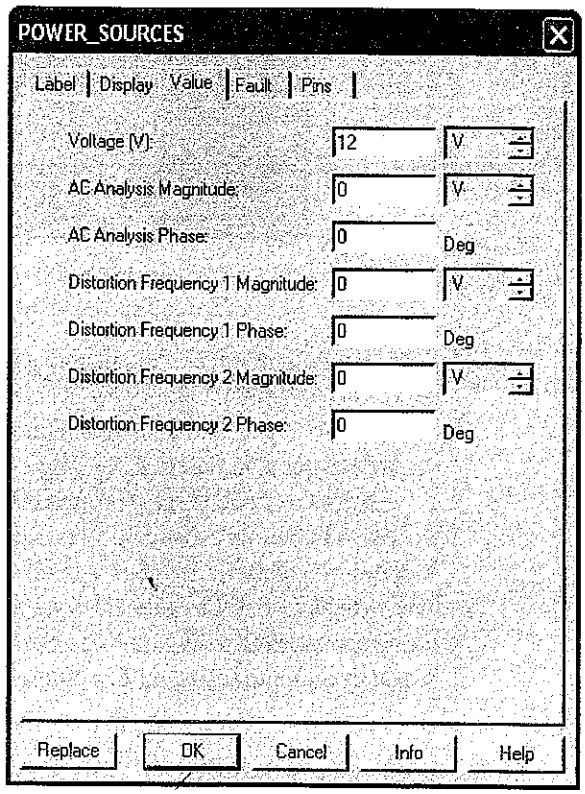


Figura C-17 Fonte de Tensão V_{CC}.

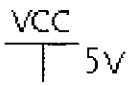


Figura C-18 Fonte de Tensão V_{DD}.

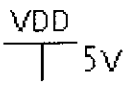


Figura C-19 Fontes Simétricas V_{CC} e V_{EE}.

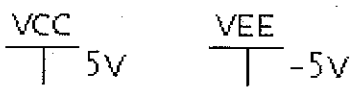


Figura C-20 Exemplo de Amp. Op. com V_{CC} e V_{EE}.

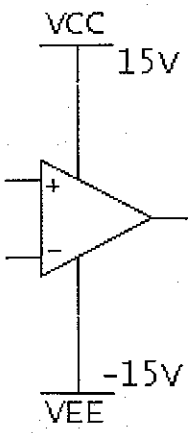
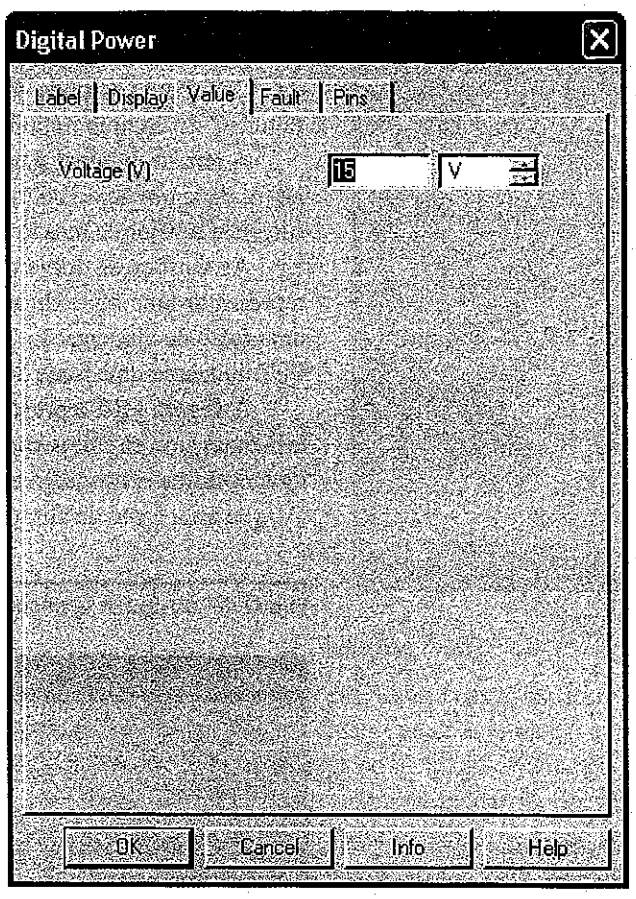


Figura C-21 Tela de Configuração para V_{CC}.



A tensão nominal é totalmente ajustada para todas as três fontes de tensão. O valor predeterminado é de +5VCC para V_{CC} e V_{DD}. O valor predeterminado para V_{EE} é de -5 VCC. Se for dado um clique duplo no componente, a tela de configuração mostrada na Figura C-21 surgirá e o valor da tensão pode ser modificado.

A fonte CA pode ser representada como um símbolo ou como um gerador de função. O símbolo mostrado na Figura C-22 tem informações a respeito da fonte CA como o número de referência do dispositivo, valor V_{RMS}, freqüência e deslocamento da fase. Esses valores são totalmente ajustáveis. Os valores predeterminados estão mostrados na Figura C-23. Se for dado um clique duplo no componente, a tela de configuração surgirá e o valor poderá ser alterado.

Figura C-22 Fonte CA.

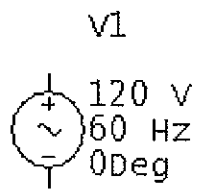
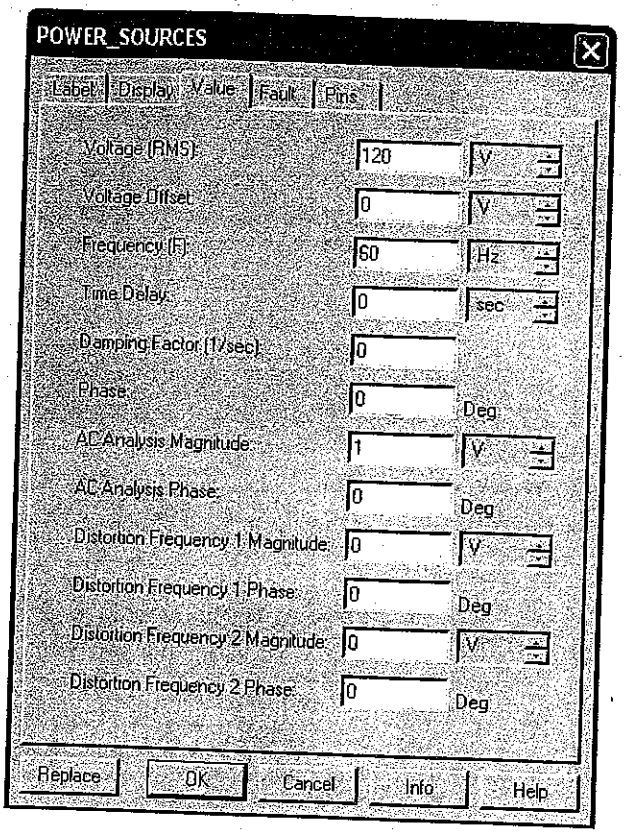


Figura C-23 Tela de Configuração para uma Fonte CA.



O MultiSim tem disponível dois geradores de função: o modelo genérico e o modelo Agilent. O Agilent modelo 33120A tem a mesma funcionalidade do gerador Agilent real.

O ícone do gerador de função genérico está mostrado na Figura C-24, junto com a configuração da tela, que aparece quando é dado um clique duplo no ícone do gerador de função. O gerador de função genérico pode produzir três tipos de formas de onda: senoidal, triangular e quadrada. A freqüência, o ciclo de trabalho, a amplitude e a tensão de offset CC são totalmente ajustáveis.

O gerador de função Agilent é controlado pelo painel frontal, como mostra a Figura C-25. Os botões são acionados por clique do mouse. O dial de ajuste pode ser girado arrastando-se o mouse sobre ele ou colocando-se o cursor sobre ele e girando a roda do mouse. Este último é o método preferido.

Figura C-24 Gerador de Função Genérico e Tela de Configuração.

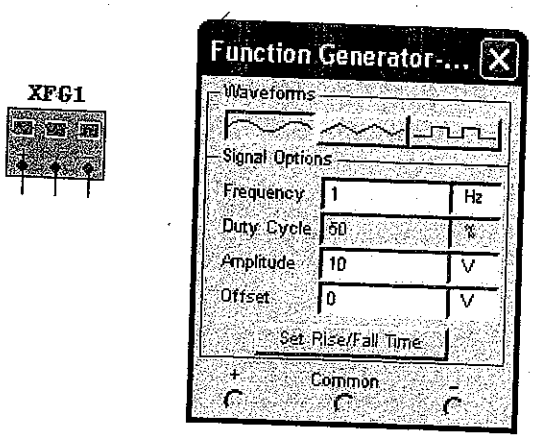
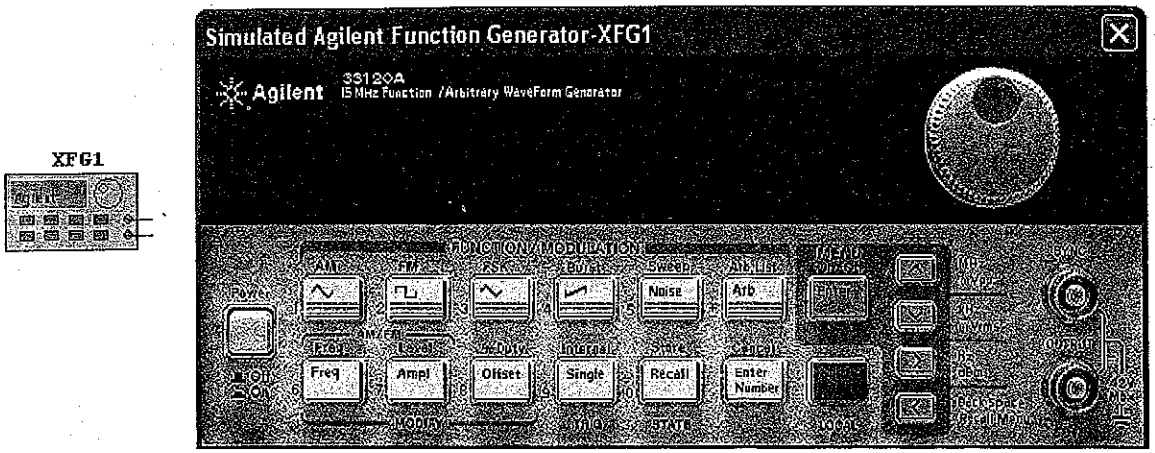


Figura C-25 Gerador de Função Agilent.



Existem dois tipos de fontes de corrente: CC e CA. A fonte de corrente CC é representada por um círculo com uma seta apontando para baixo. A seta na Figura C-26 representa o sentido de circulação da corrente. A seta pode apontar para baixo para o sentido de circulação convencional. O sentido de circulação dos elétrons pode ser simulado girando-se o símbolo 180° e a seta ficará apontada para cima.

A corrente nominal pode ser totalmente ajustada. O valor predeterminado é de 1A. Se for dado um clique duplo no componente, a tela de configuração na Figura C-27 será exibida e o valor da corrente poderá ser mudado.

Figura C-26 Fonte de Corrente CC.

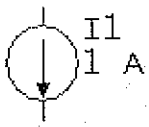


Figura C-27 Tela de Configuração da Fonte de Corrente CC.

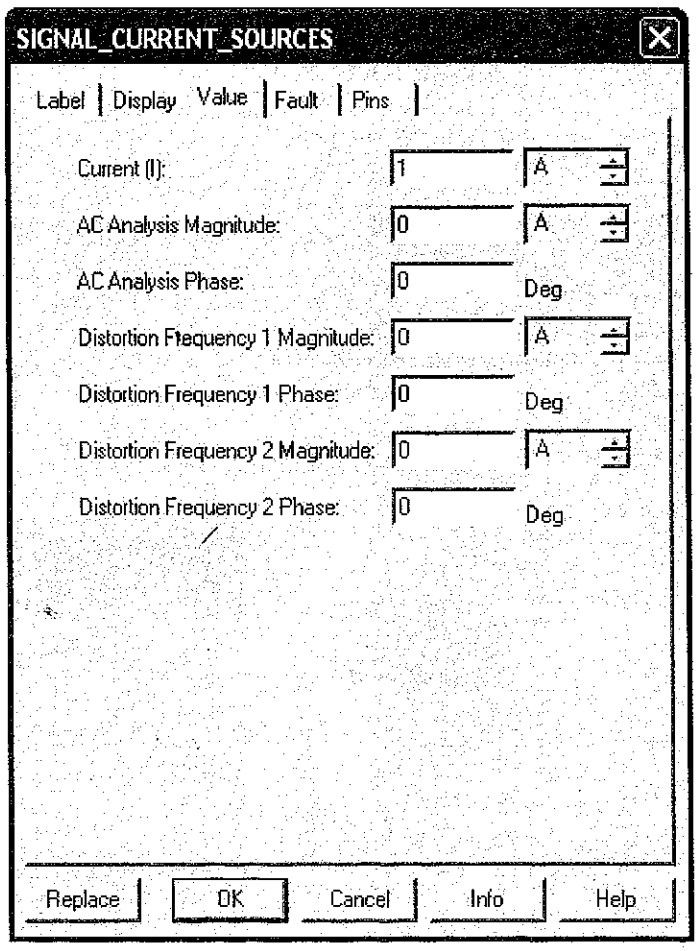
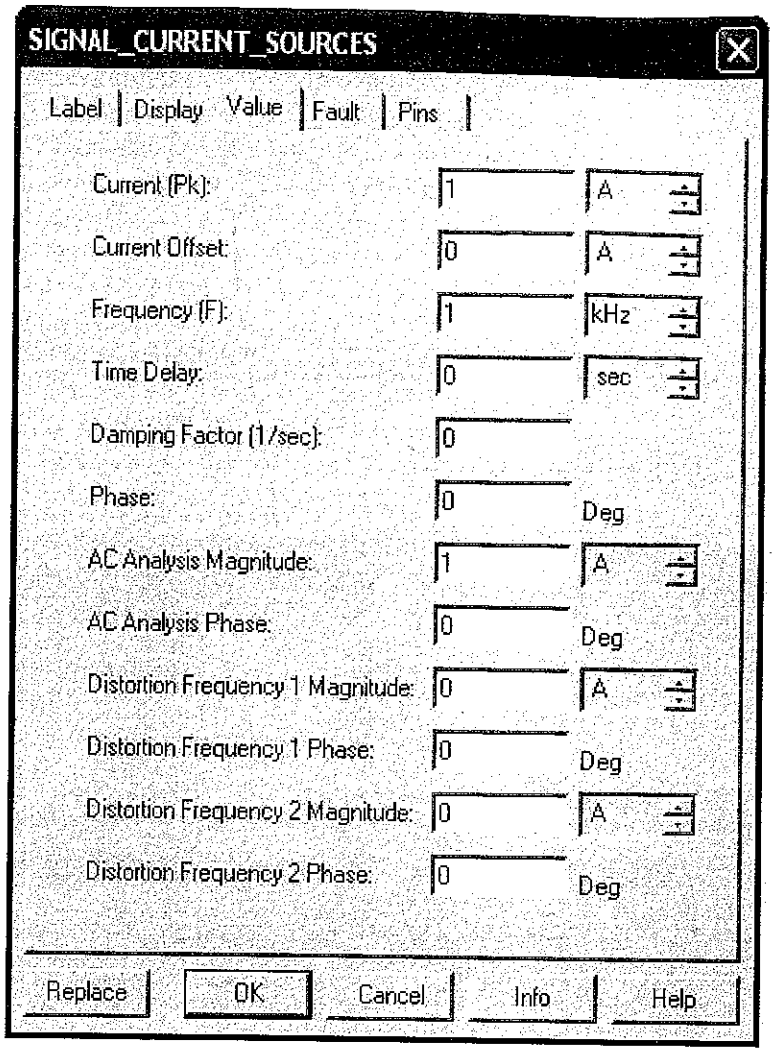


Figura C-28 Fonte de Corrente CA.

Figura C-29 Tela de Configuração da Fonte de Corrente CA.



A fonte de corrente CA é representada por um círculo com uma seta apontando para baixo. Junto com a seta existe um sinal senoidal. O símbolo na Figura C-28 incluirá informações sobre a fonte de corrente CA: o número de referência do dispositivo, valor de I_{Peak}, freqüência e deslocamento da fase. Os valores são totalmente ajustados. Se for dado um clique duplo no componente, a tela de configuração será exibida e os valores poderão ser ajustados. Os valores predeterminados estão mostrados na Figura C-29.

O MultiSim requer um terra no circuito para que a simulação funcione corretamente. O circuito precisa ter um terra e todos os instrumentos devem ter uma conexão com o terra. O símbolo para o terra está mostrado na Figura C-30.

Figura C-30 Terra.

Equipamento de Medição

O MultiSim tem disponível uma vasta coleção de equipamento de medição. Para o estudo da eletrônica CC, CA e semicondutores, os três equipamentos principais para a medição são o multímetro digital, o osciloscópio e o traçador das curvas de Bode. Os dois primeiros equipamentos são encontrados em laboratórios de teste no mundo todo. O traçador das curvas de Bode é um dispositivo fictício que executa a tarefa de plotar a tensão de saída *versus* freqüência. Isto é geralmente feito tomando-se várias medições e plotando o resultado em uma folha de gráfico. O traçador de curvas de Bode executa para você essa tarefa.

Multímetros

Existem dois tipos de multímetros a ser escolhidos: o genérico e o Agilent. O multímetro genérico mede corrente, tensão, resistência e decibéis. O aparelho pode ser usado para medições em CC e CA. As diferentes funções do aparelho são selecionadas pelo clique do mouse sobre o ícone à esquerda na Figura C-31. Um clique com o mouse faz surgir o multímetro na tela. As diferentes funções na tela podem ser selecionadas acionando-se os diferentes botões com um clique do mouse.

O ícone do Multímetro Agilent e o medidor na tela estão mostrados na Figura C-32. A tela mostra o aparelho com um clique do mouse sobre o ícone do Multímetro Agilent; este tem a mesma funcionalidade do Multímetro Agilent realimentação. As diferentes funções são acessadas pressionando-se os botões com um clique do mouse. Os conectores de entrada do lado direito do aparelho correspondem às cinco entradas sobre os ícones. Se algo for conectado ao ícone, o conector associado do mostrador terá um "X" branco nele para mostrar a conexão.

Figura C-31 Ícone do Multímetro Genérico e Tela de Configuração.

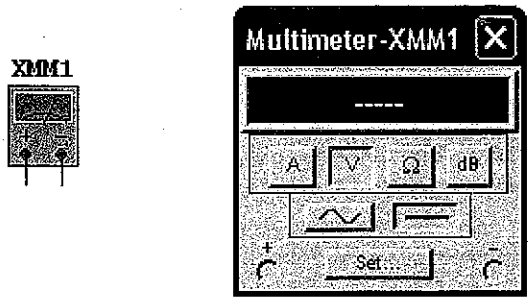
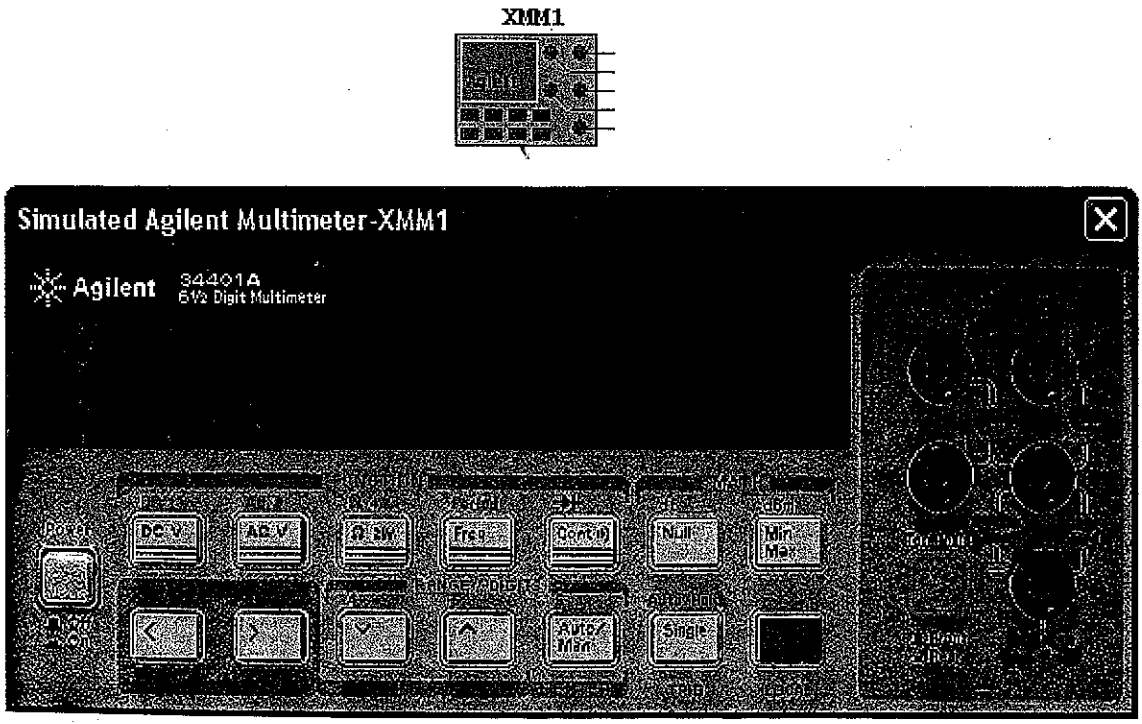


Figura C-32 Ícone do Multímetro Agilent e Tela do Aparelho.



Osciloscópios

Existem três tipos de osciloscópios a ser escolhidos: genérico, Agilent e Tektronix. O genérico mostrado na Figura C-33 é um osciloscópio de dois canais. O mostrador aparece quando clicamos sobre o ícone do osciloscópio. Os ajustes podem ser mudados clicando-se em cada caixa e ajustando com a seta de rolagem.

O ícone do osciloscópio Agilent na Figura C-34 tem todas as funcionalidades do Modelo 54622D, um osciloscópio de dois canais. O osciloscópio Agilent é controlado pelo painel frontal, como mostra a Figura C-35. Os botões são acionados pelo clique do mouse. Os dias de ajustes são girados arrastando-se o mouse sobre ele ou colocando-se o cursor sobre ele e girando a roda do mouse. Este último método é de longe o preferido.

Figura C-33 Ícone do Osciloscópio Genérico e Tela do Osciloscópio.

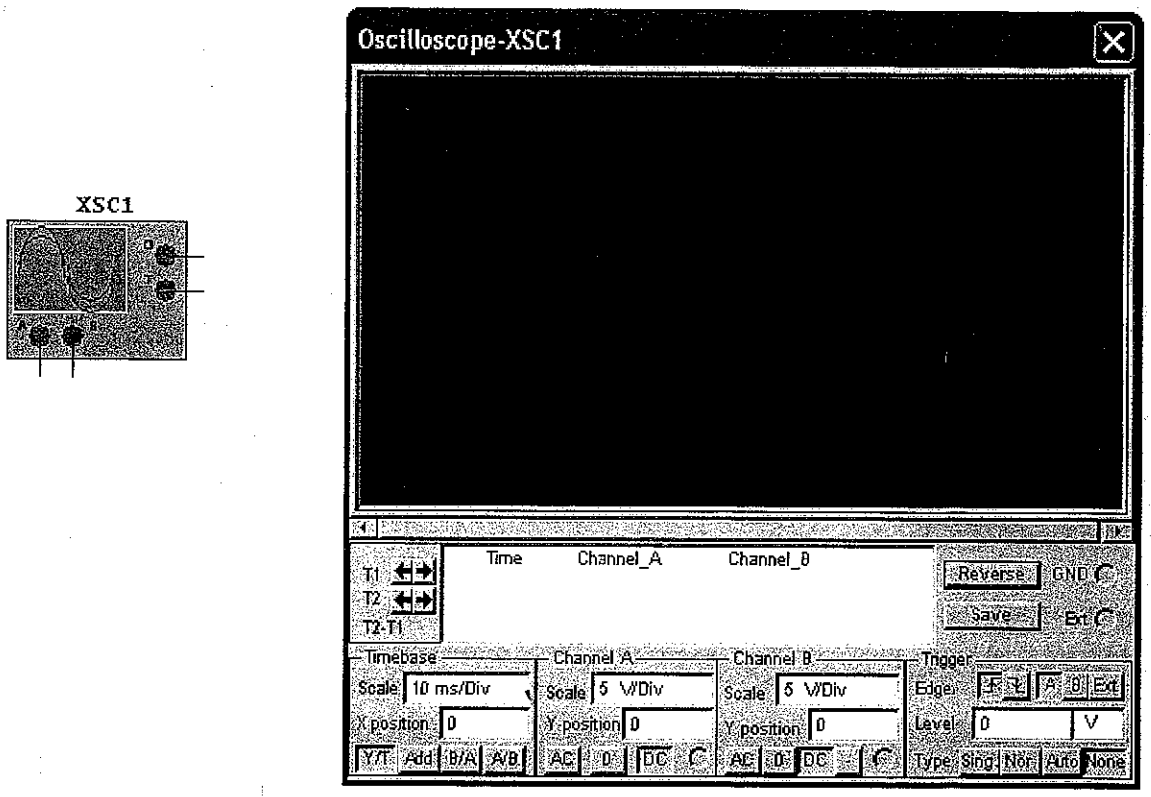


Figura C-34 Ícone do Osciloscópio Agilent.

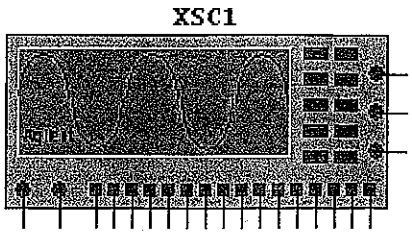


Figura C-35 Tela do Osciloscópio Agilent.

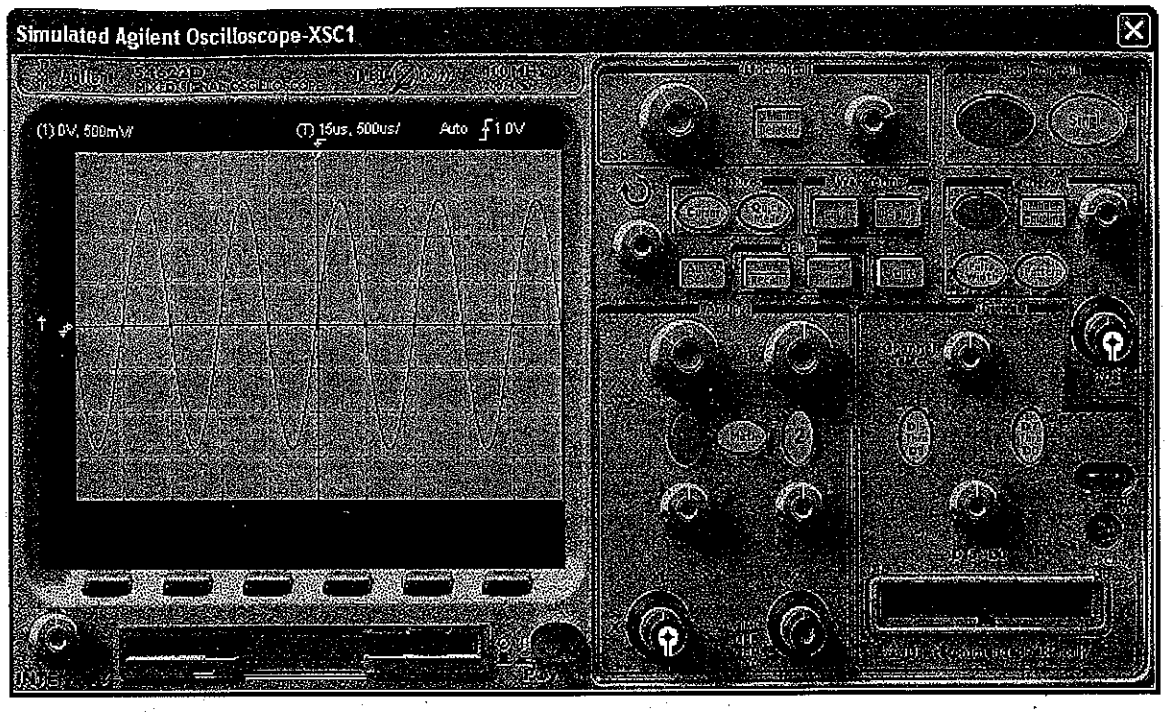
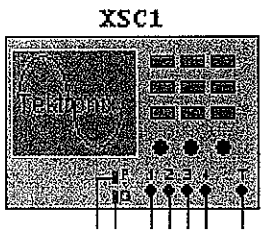


Figura C-36 Ícone do Osciloscópio Tektronix.



O ícone do osciloscópio Tektronix da Figura C-36 tem toda funcionalidade do Modelo TDS2024, um osciloscópio de quatro canais com memória digital. As cores dos quatro canais são as mesmas dos botões de seleção na tela do aparelho: amarelo, azul, roxo e verde para os canais de um a quatro, respectivamente. O osciloscópio Tektronix é controlado pelo painel frontal, como pode ser visto na Figura C-37. Os botões são acionados pelo clique do mouse. Os dials de ajustes são girados arrastando-se o mouse sobre ele ou colocando-se o cursor sobre ele e girando a roda do mouse. Este último método é de longe o preferido.

Figura C-37 Tela do Osciloscópio Tektronix.

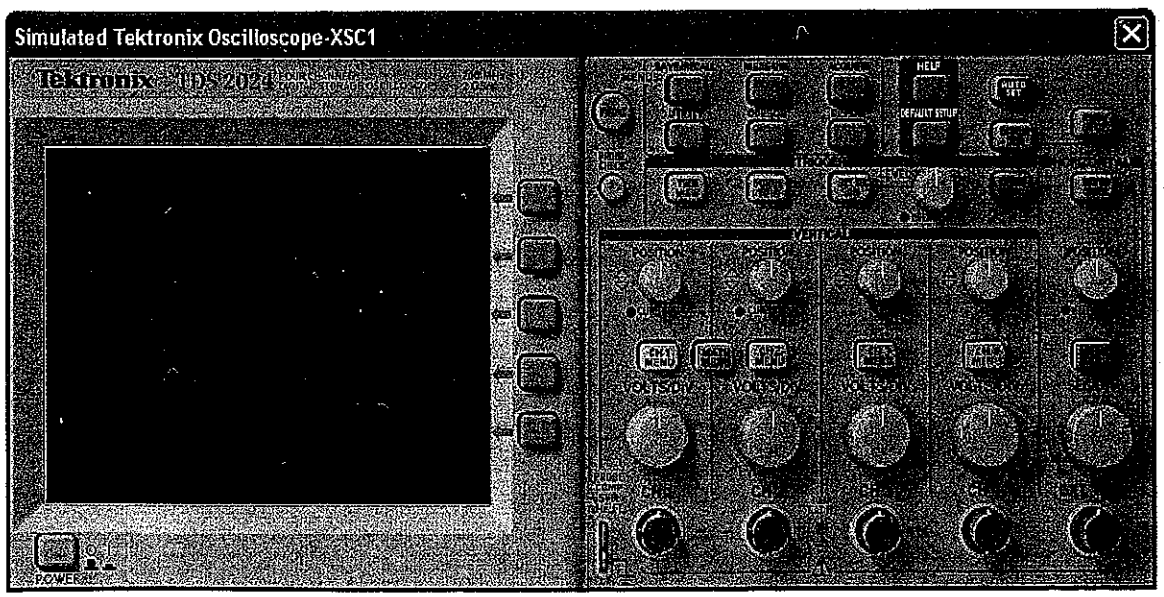


Figura C-38 Medidores de Tensão e Corrente.

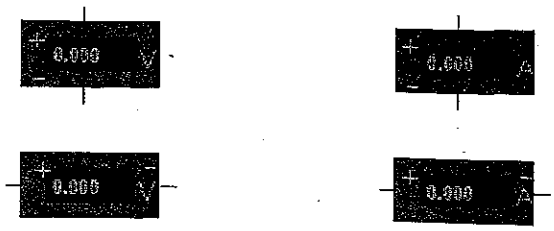
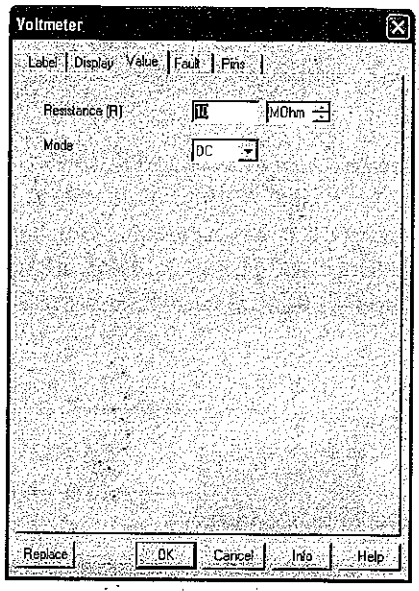


Figura C-39 Tela de Configuração do Voltímetro.



Medidores de Tensão e Corrente

Quando for preciso medir tensão ou corrente o MultiSim tem disponível voltímetros e amperímetros muito simples, conforme mostra a Figura C-38. Esses instrumentos podem ser colocados em qualquer parte do circuito. Eles são girados para casar as polaridades adequadas ao circuito. A grandeza pré-ajustada é em "CC". Se o instrumento for usado para medições em CA, deve-se abrir a tela de configuração mostrada na Figura C-39 deve-se abrir e mudar os parâmetros de acordo com a medição em CA. Para abrir a tela de configuração, dê um clique duplo sobre o ícone do instrumento.

Traçador de Curvas de Bode

O Traçador de Curvas de Bode é usado para ver a resposta em freqüência de um circuito. Em um laboratório real, o circuito funcionaria em uma freqüência de base e a saída do circuito seria medida. A freqüência seria aumentada por um valor fixo e a medição seria repetida. Após o funcionamento do circuito com um número suficiente de incrementos da freqüência, os dados seriam traçados em um gráfico, com a variável independente "freqüência" no eixo dos X e a variável dependente "amplitude" no eixo dos Y. Este processo pode demandar um tempo longo. O MultiSim tem disponível um método simples de determinar a resposta em freqüência de um circuito utilizando-se um Traçador de Curvas de Bode virtual.

Na Figura C-40, o terminal positivo da entrada está conectado na fonte de sinal aplicada. O terminal positivo da saída está conectado na tensão de saída do circuito. Os outros dois terminais estão conectados ao terra. O valor da fonte CA não é importante; a fonte CA só precisa estar no circuito. O traçador de curvas de Bode fornecerá o sinal de entrada.

Figura C-40 Traçador de Curvas de Bode.

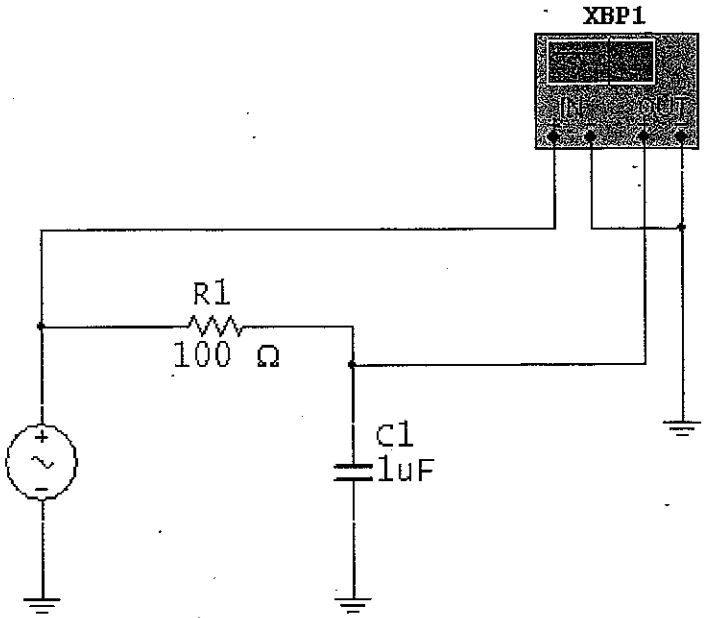
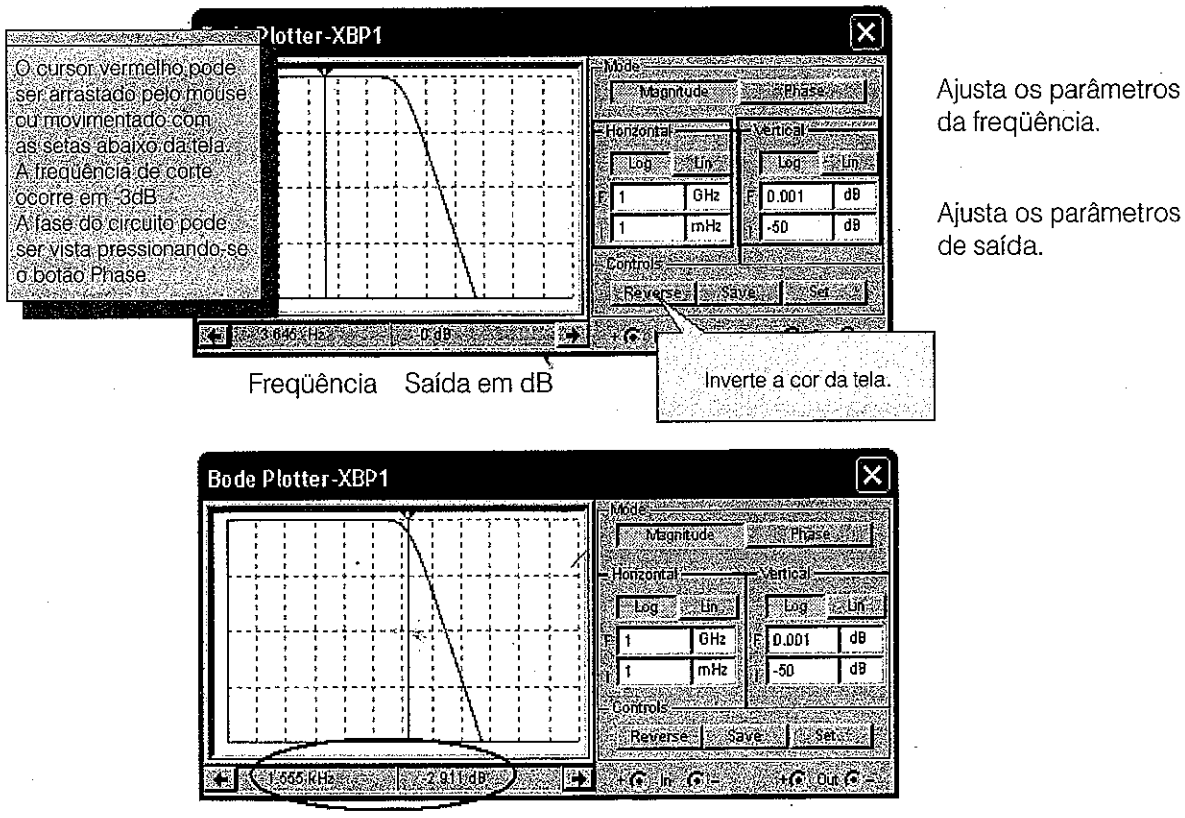


Figura C-41 Tela do Traçador de Curvas de Bode.



A freqüência de corte é de aproximadamente 1,555kHz.

Exemplos de Circuitos

Exemplo 1 Medição de Tensão Usando um Voltímetro em um Circuito CC em Série

O voltímetro na Figura C-42 está conectado em paralelo com o resistor para medir a tensão nele. A medição predeterminada está ajustada para "CC". Se for necessário medir o valor CA dê um clique duplo sobre o instrumento para aparecer na tela sua configuração. Todos os circuitos precisam estar referenciado ao terra. A Figura C-43 contém uma dica rápida sobre o uso do voltímetro.

Exemplo 2 Medição de Tensão Usando um Multímetro Genérico em um Circuito em Série

Um Multímetro genérico está conectado em paralelo com o resistor para medir a tensão nele. Dê um clique duplo sobre o ícone do Multímetro genérico para aparecer na tela sua configuração, como mostra a Figura C-44. Pressione os botões apropriados para as medições de "tensão" e depois "CC" ou "CA". Todos os circuitos precisam estar referenciados ao terra. A Figura C-45 contém uma *Dica* sobre o uso do Multímetro genérico.

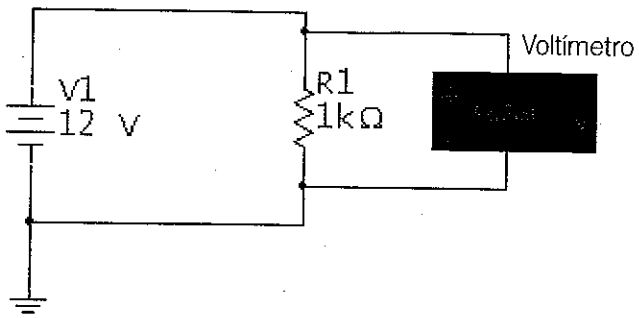


Figura C-42 Medição de Tensão CC com um Voltímetro.

Figura C-43 Sugestão Rápida sobre o Voltímetro.

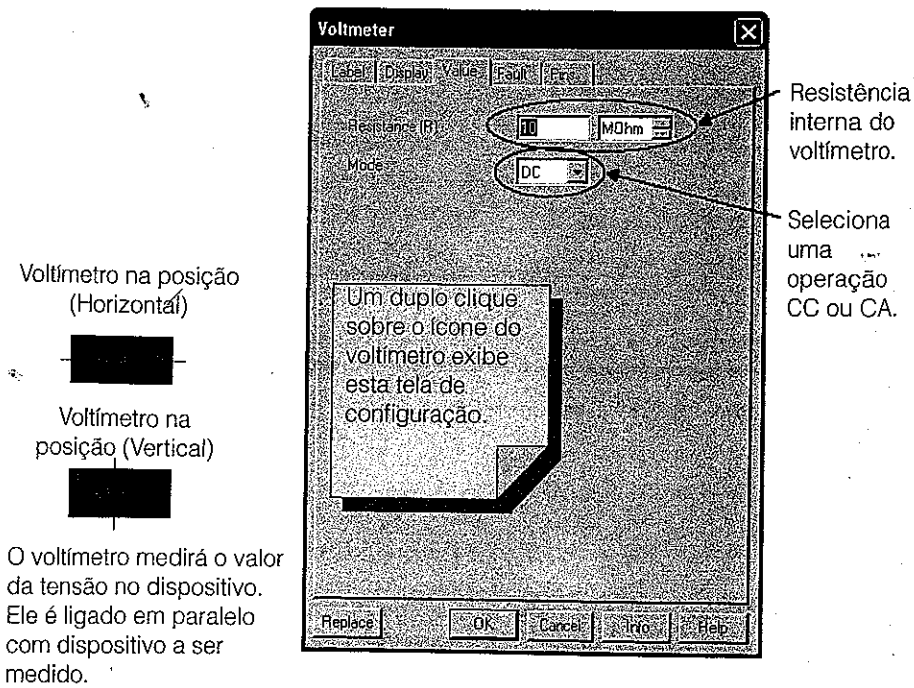


Figura C-44 Medição da Tensão CC com um Multímetro Genérico.

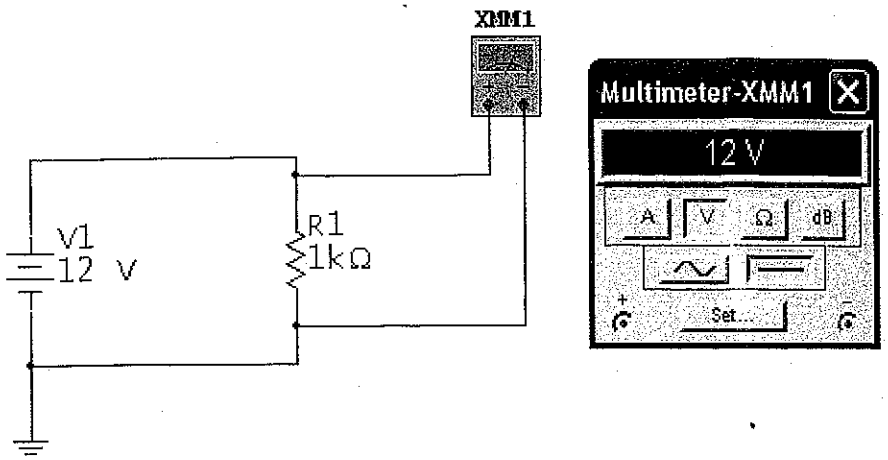
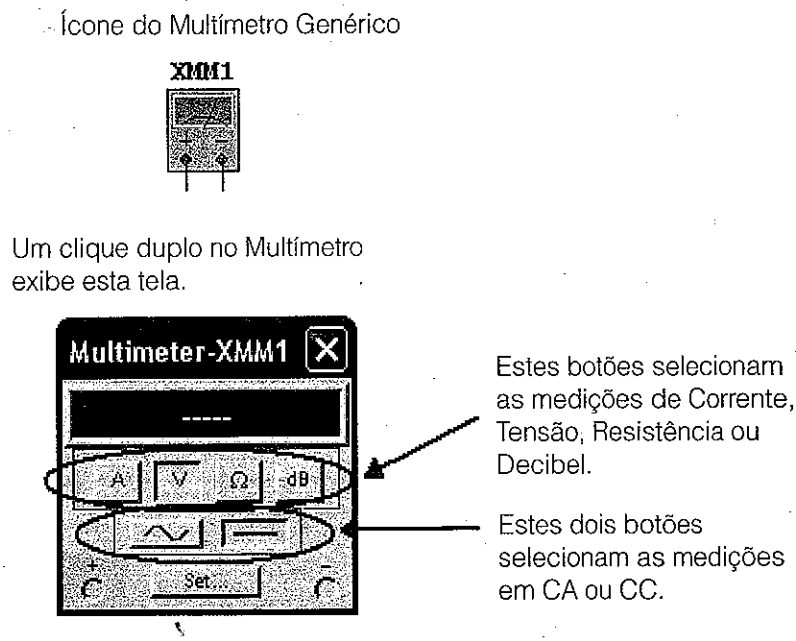


Figura C-45 Sugestões Rápidas para o Multímetro Genérico.



Exemplo 3 Medição de Tensão Usando um Multímetro Agilent em um Circuito CC em Série

Na Figura C-46, um Multímetro Aligent é ligado em paralelo com o resistor para medir a tensão nele. Lembre-se de dar um clique duplo no ícone para mostrar a tela do instrumento. Pressione o botão apropriado para "Voltage" e depois medições em "DC" ou "AC". Todos os circuitos precisam ter uma referência com o terra. Observe os dois círculos brancos com um X preto no lado direito da tela para indicar uma conexão no instrumento. A Figura C-47 contém uma *Dica* sobre o uso do Multímetro Agilent.

Figura C-46 Medição de Tensão CC com um Multímetro Agilent.

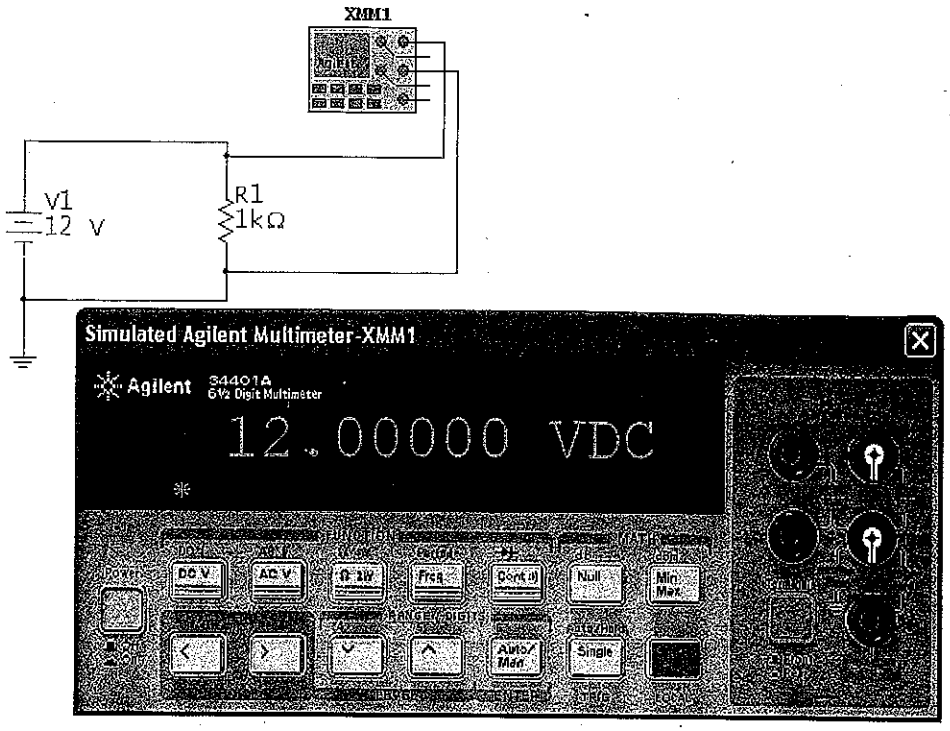
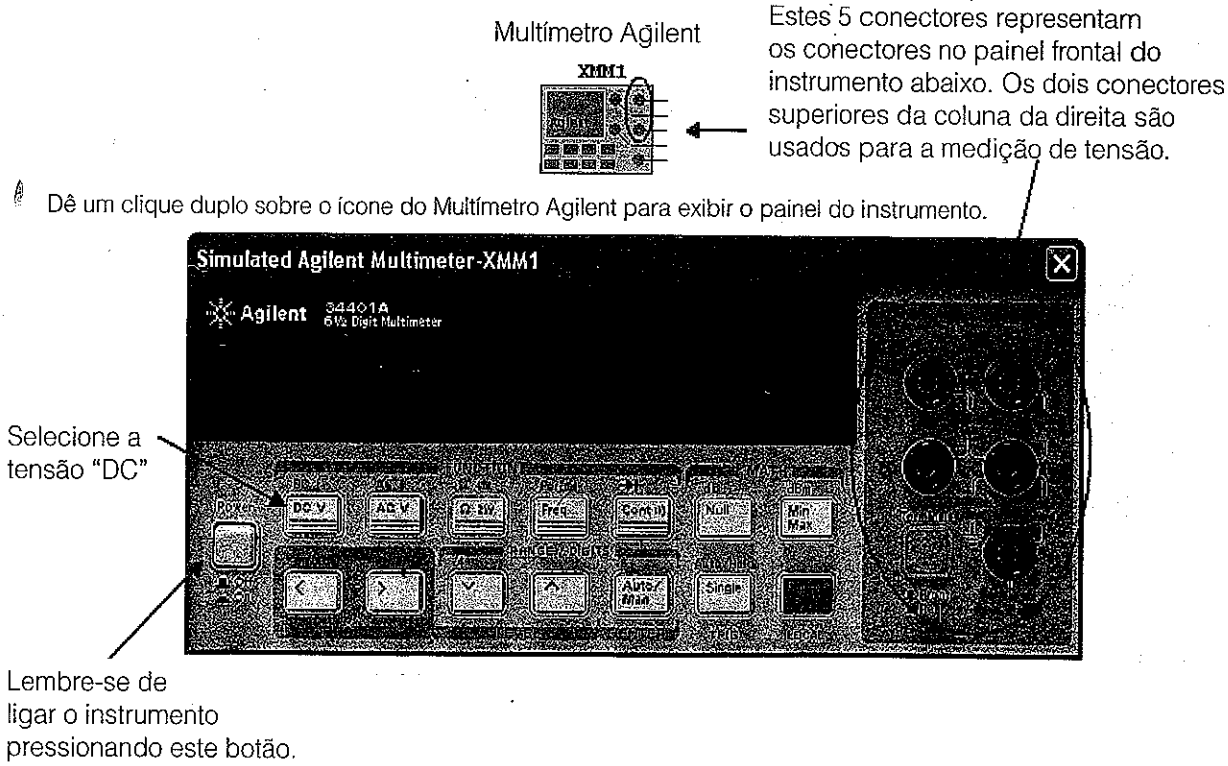


Figura C-47 *Dica* sobre o Uso do Multímetro Agilent.



Exemplo 4 Medição de Corrente Usando um Amperímetro em um Circuito CC em Série

Na Figura C-48, um amperímetro é ligado em série com o resistor e a fonte CC para medir a corrente que circula no circuito. A medição pré-ajustada é em "CC". Se for necessária uma medição em CA, dê um clique duplo no instrumento para aparecer a tela de configuração. Todos os circuitos precisam ter uma referência ao terra. A Figura C-49 contém uma *Dica* sobre o uso do amperímetro.

Figura C-48 Medição de Corrente CC com um Amperímetro.

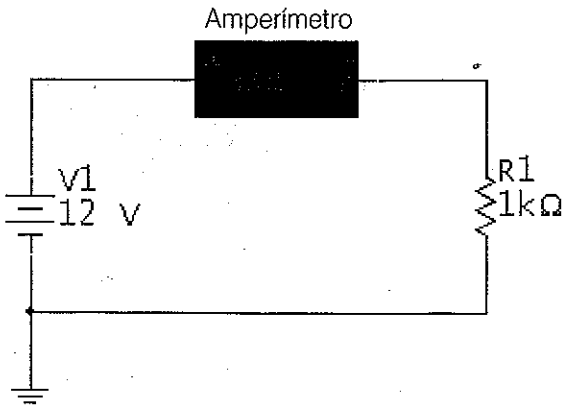
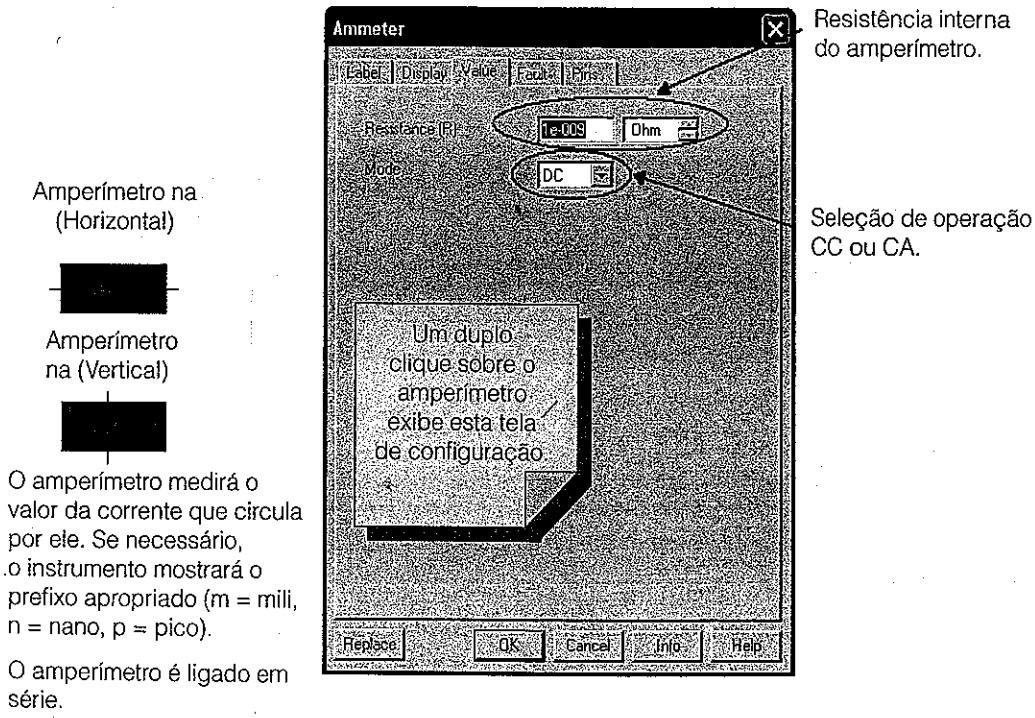


Figura C-49 *Dica* sobre o Amperímetro.



Exemplo 5 Medição de Corrente Usando um Multímetro Genérico em um Circuito CC em Série

Na Figura C-50, um multímetro genérico está ligado em série com o resistor e a fonte CC para medir a corrente que circula no circuito. Lembre-se de dar um duplo clique no ícone do multímetro genérico para exibir a tela do instrumento. A função de corrente é selecionada por um clique sobre a letra "A" na tela do instrumento. Como a fonte é CC, a função CC do instrumento também é selecionada, como indica o botão pressionado. Todos os circuitos precisam ter uma referência ao terra. A Figura C-51 contém uma *Dica* sobre o uso do multímetro genérico.

Figura C-50 Medição de Corrente CC com um Multímetro Genérico.

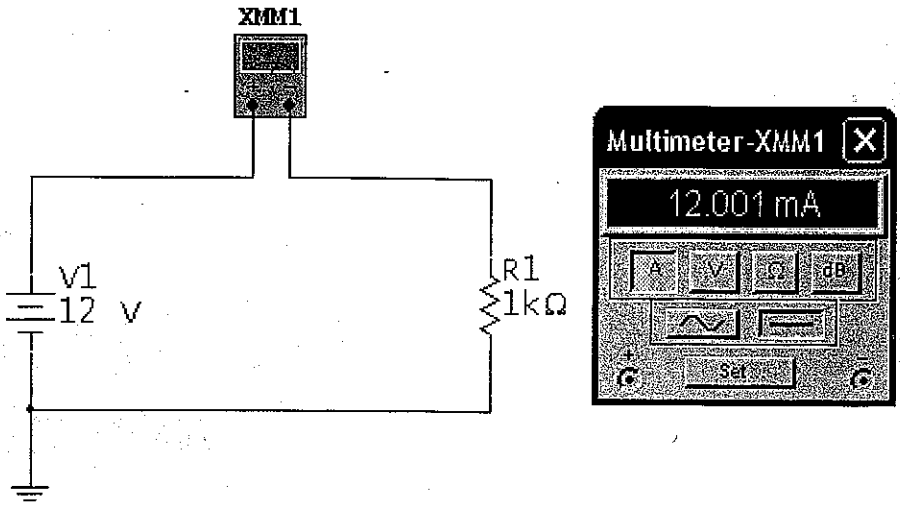
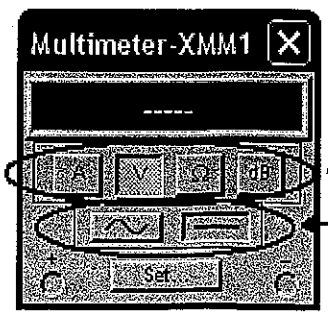


Figura C-51 *Dica* sobre o Uso do Multímetro Genérico.

Ícone do Multímetro Genérico

Um duplo clique sobre o multímetro exibe esta tela.



Estes botões selecionam as medições em Corrente, Tensão, Resistência ou Decibel.

Estes dois botões selecionam as medições em CA ou CC.

Um simples clique do mouse nos botões apropriados ajusta o multímetro para o tipo de medição que você deseja fazer.

Exemplo 6 Medição de Corrente Usando um Multímetro Agilent em um Circuito CC em Série

Na Figura C-52, um Multímetro Agilent está ligado em série com o resistor e a fonte para medir a corrente que circula no circuito. Lembre-se de dar um clique duplo no ícone do Multímetro Agilent para exibir a tela do instrumento. A seleção de medição de corrente CC é a segunda função do botão de medição de tensão CC. Lembre-se de pressionar a tecla "Shift" para ter acesso à segunda função do botão de tensão. Observe os dois círculos brancos com "x" do lado direito da tela para indicar o conector do instrumento. Todos os circuitos devem ter uma referência ao terra.

Este instrumento exige que sua chave "liga" seja pressionada para funcionar. A Figura C-53 contém uma *Dica* sobre o uso do Multímetro Agilent para medição de corrente.

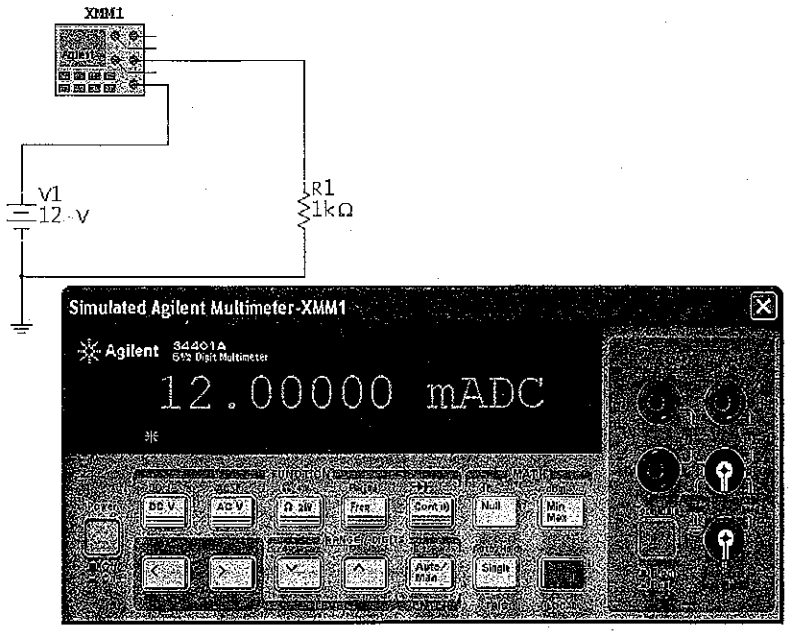


Figura C-52 Medição de Corrente CC com um Multímetro Agilent.

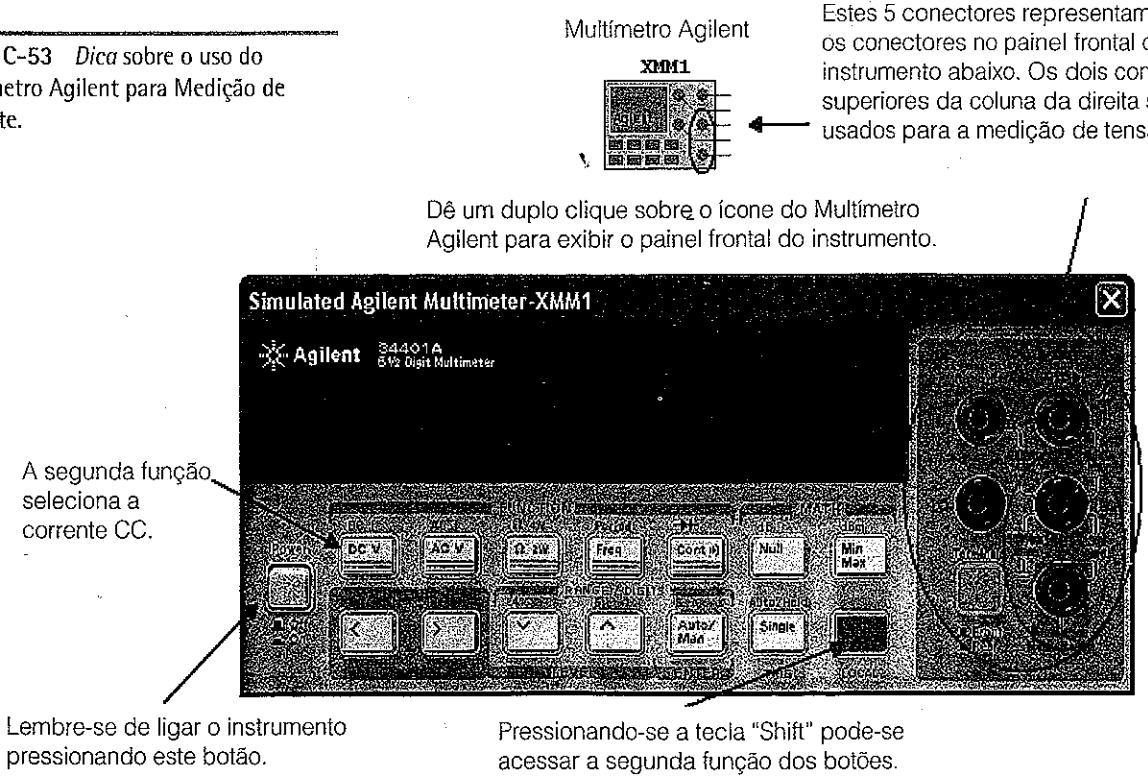


Figura C-53 *Dica* sobre o uso do Multímetro Agilent para Medição de Corrente.

Exemplo 7 Medição de Tensão Usando um Osciloscópio Genérico em um Circuito CA em Série

Na Figura C-54, o canal 1 do osciloscópio genérico está conectado do lado positivo do resistor. O conector de terra do instrumento e o do circuito precisam estar na mesma referência. O osciloscópio usará este terra como ponto de referência. Seu funcionamento genérico seguirá o mesmo de um osciloscópio de realimentação. Sua tela surge quando é dado um clique com o *mouse* sobre o ícone do osciloscópio. Os ajustes podem ser mudados clicando-se em cada caixa e arrastando-se as setas de rolagem. Ajuste os volts por divisão do canal em medição até que a amplitude da forma de onda preencha a maior parte da tela. Ajuste a base de tempo de modo que um ciclo completo, ou dois, seja visto. As Figuras C-55, C-56 e C-57 contêm uma *Dica* sobre o uso do osciloscópio genérico.

Figura C-54 Medição de Tensão com Osciloscópio Genérico.

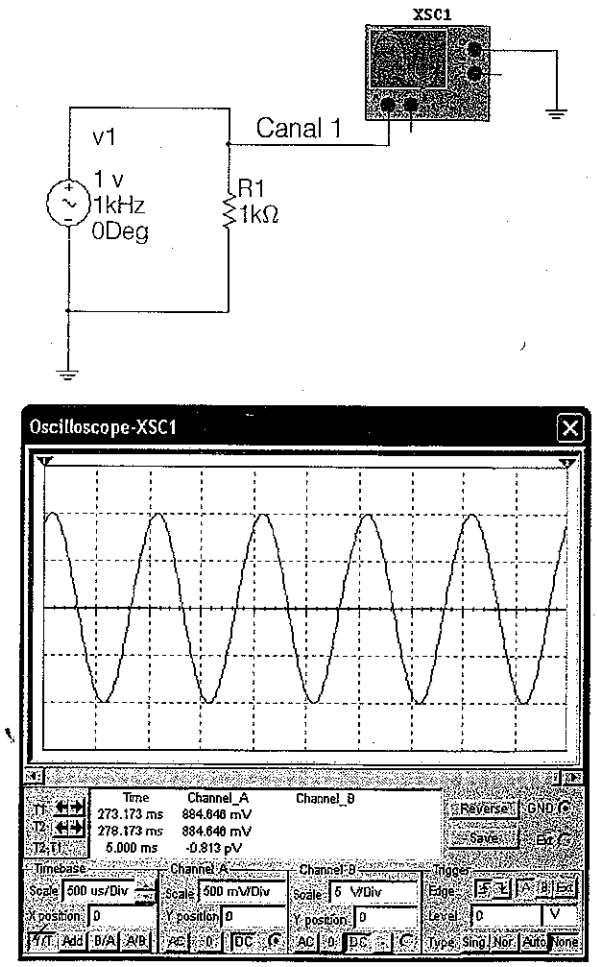


Figura C-55 Ícone da *Dica* sobre o uso do Osciloscópio Genérico.

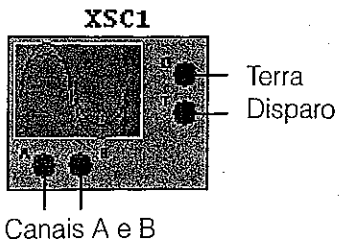
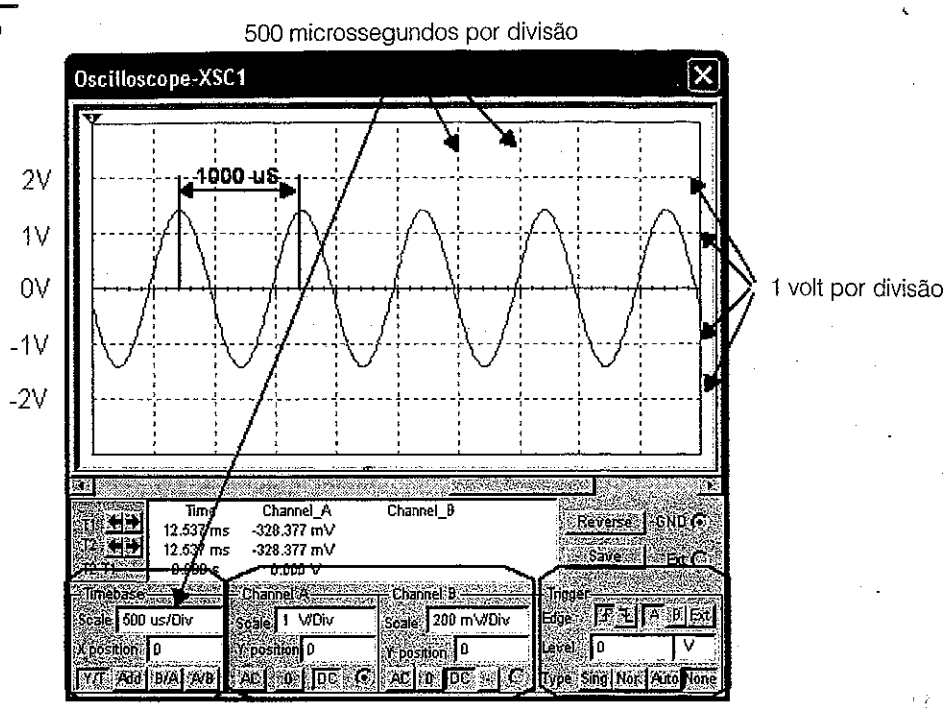


Figura C-56 Ícone da *Dica* sobre o Uso do Osciloscópio Genérico.

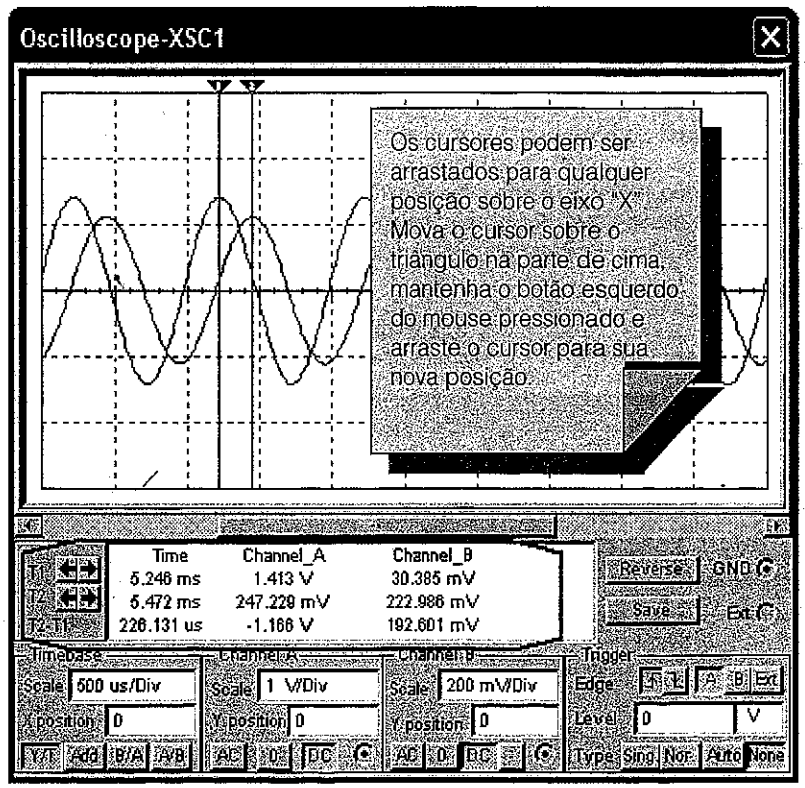


A base de tempo controla agilidades para o eixo "X". O eixo "X" representa o tempo, e as unidades são segundos por divisão.

Os canais A e B controlam as unidades para o eixo "Y". O eixo "Y" representa a tensão, e as unidades são em Volts por divisão.

O disparo controla quando o osciloscópio começa a mostrar a forma de onda. Ele pode começar sobre a borda de subida ou a de descida. O nível de tensão em que o osciloscópio é disparado também pode ser selecionado aqui.

Figura C-57 Ícone da *Dica* sobre o uso do Osciloscópio Genérico.



Esta caixa e dados são para os cursores (1 e 2). O nível de tensão e o tempo são medidos no ponto onde a forma de onda passa pelo cursor.

Exemplo 8 Medição de Tensão Usando o Osciloscópio Agilent em um Circuito CA em Série

Na Figura C-58, o canal 1 do osciloscópio Agilent está conectado do lado positivo do resistor. O conector de terra do osciloscópio e o do circuito precisam estar aterrados. O osciloscópio usará este terra como um ponto de referência. O funcionamento do osciloscópio Agilent seguirá o do canal 2 de um osciloscópio Agilent Modelo 54622D com freqüência de 100 MHz de 16 canais lógicos.

Figura C-58 Medição de Tensão com um Osciloscópio Agilent.

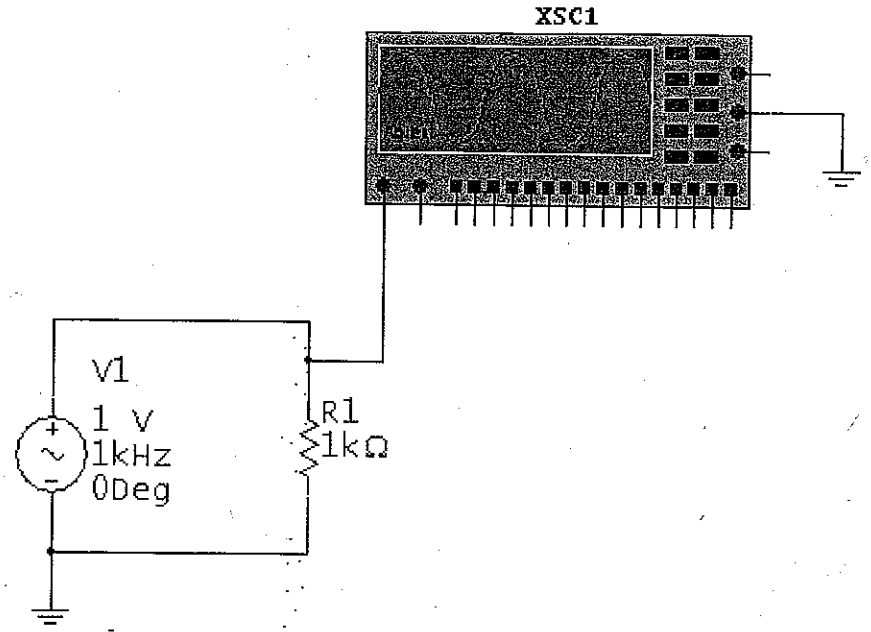
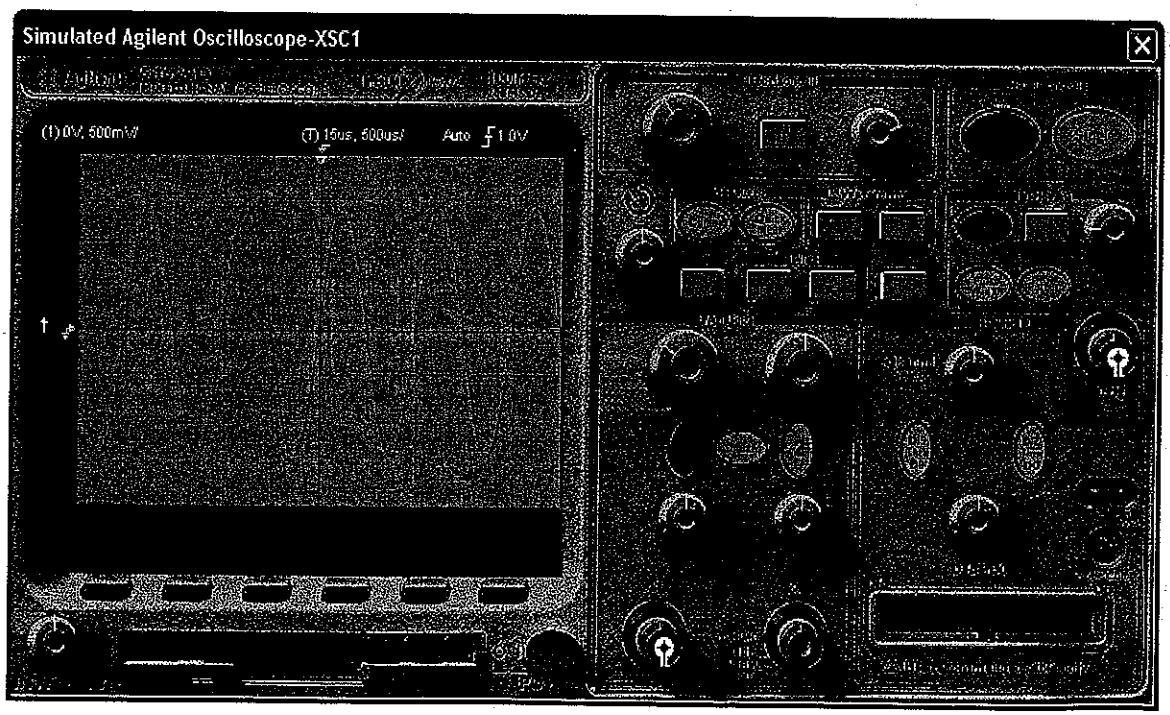


Figura C-59 Tela do Osciloscópio Agilent.



Os ajustes podem ser mudados colocando-se o mouse sobre os botões de controle e girando-se a roda do mouse, ou pressionando-se os botões com um clique do mouse. Ajuste os volts por divisão do canal em medição até que a amplitude da forma de onda preencha a maior parte da tela. Ajuste a base de tempo na horizontal de modo que um ciclo completo ou dois seja visto. Este instrumento requer que a chave "liga" seja pressionada para que ele funcione. As Figuras C-60, C-61 e C-62 contêm uma *Dica* sobre o uso do osciloscópio Agilent.

Figura C-60 Ícone da *Dica* sobre o Funcionamento do Osciloscópio Agilent.

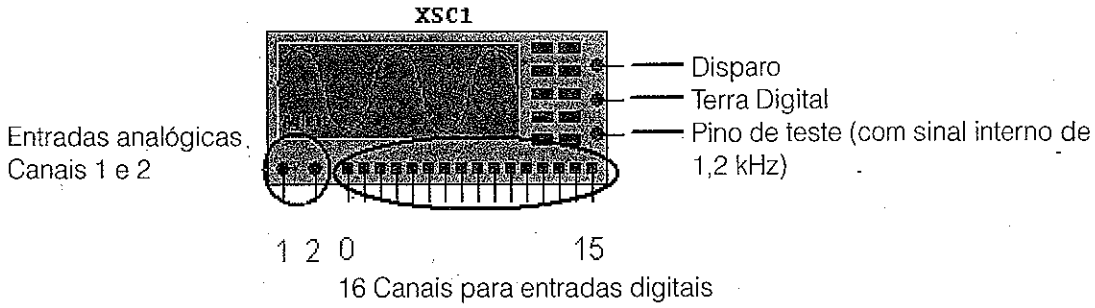
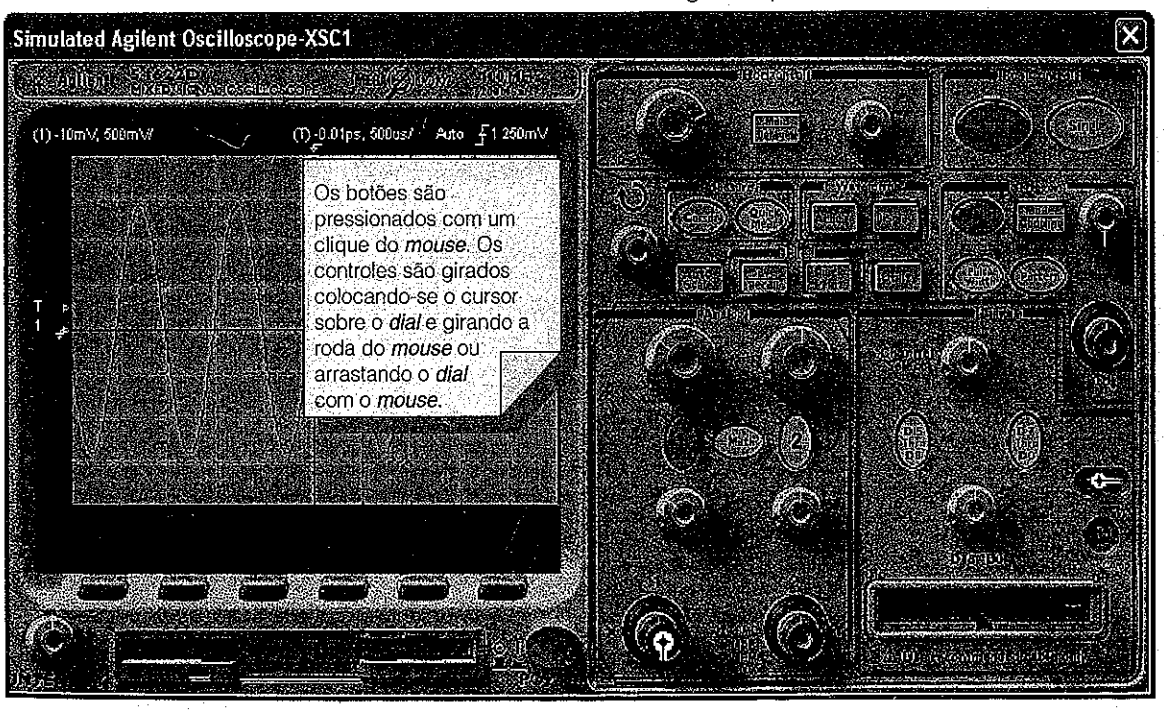


Figura C-61 *Dica* sobre o Funcionamento do Osciloscópio Agilent.

A área horizontal controla as unidades para o eixo "X". O eixo "X" representa o tempo, e as unidades estão em segundos por divisão.

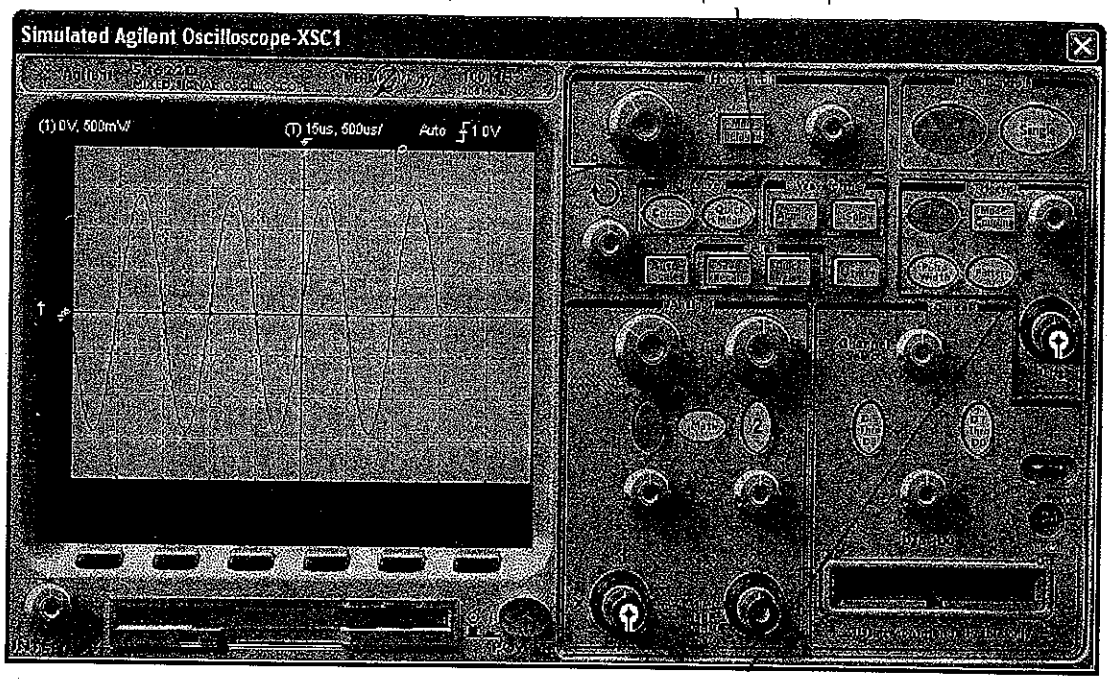


Os canais 1 e 2 controlam as unidades para o eixo "Y". O eixo "Y" representa a tensão, e as unidades são em volts por divisão.

16 canais digitais de entrada lógica.

Figura C-62 *Dica* sobre o Funcionamento do Osciloscópio Agilent.

A área de medida inclui o funcionamento do cursor.
A área da forma de onda permite armazenagem na forma de onda.
Área para salvar, chamar e imprimir os arquivos.

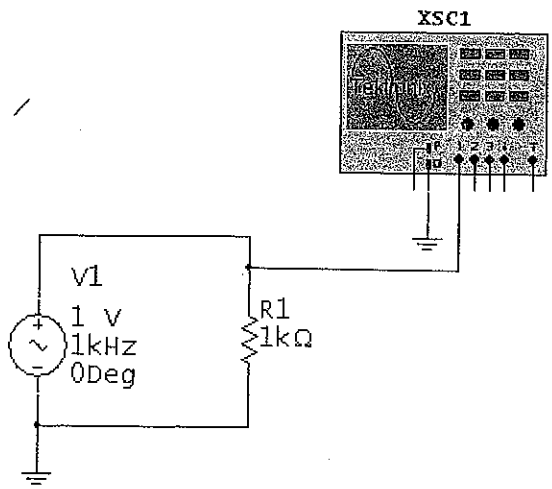


O disparo controla quando o osciloscópio começa a mostrar a forma de onda. Ele pode começar sobre a borda de subida ou sobre a borda de descida. O nível de tensão em que o osciloscópio é disparado também pode ser selecionado aqui.

Exemplo 9 Medição de Freqüência e Tensão Usando o Osciloscópio Tektronix em um Circuito CC em Série

Na Figura C-63, o canal 1 do osciloscópio Tektronix está conectado ao lado positivo do resistor. O conector de terra e o do circuito precisam estar aterrados. O osciloscópio usará este terra como ponto de referência. O osciloscópio Tektronix tem a funcionalidade do Modelo TDS2024 com uma memória de quatro canais digitais. Sua tela é exibida com um clique do mouse sobre o ícone do osciloscópio.

Figura C-63 Medição de Tensão e Freqüência com um Osciloscópio Tektronix.



Os ajustes podem ser mudados colocando-se o mouse sobre os botões de controle e girando-se a roda, ou pressionando-se os botões com um clique do mouse. Ajuste os volts por divisão do canal em medição até que a amplitude da forma de onda preencha a maior parte da tela. Ajuste a base de tempo na horizontal de modo que um ciclo completo ou dois seja visto. Este instrumento requer que a chave "liga" seja pressionada para que ele funcione. A tensão e a freqüência podem ser medidas pelo usuário ou pelo uso da função "Measure" do Osciloscópio.

Usando os ajustes de volt por divisão e segundos por divisão, a amplitude e a freqüência da forma de onda podem ser determinadas como na Figura C-64. A amplitude da forma de onda está a duas divisões acima de zero volt. (A seta amarela aponta para o ponto de referência zero.) O ajuste de volts por divisão está em 500 miliVolts por divisão.

$$V_P = 2\,divisão \times \frac{500\text{mV}}{divisão}$$

$$V_p = 1\text{V}$$

$$V_{PP} = 4\,divisão \times \frac{500\text{mV}}{divisão}$$

$$V_{PP} = 2\text{V}$$

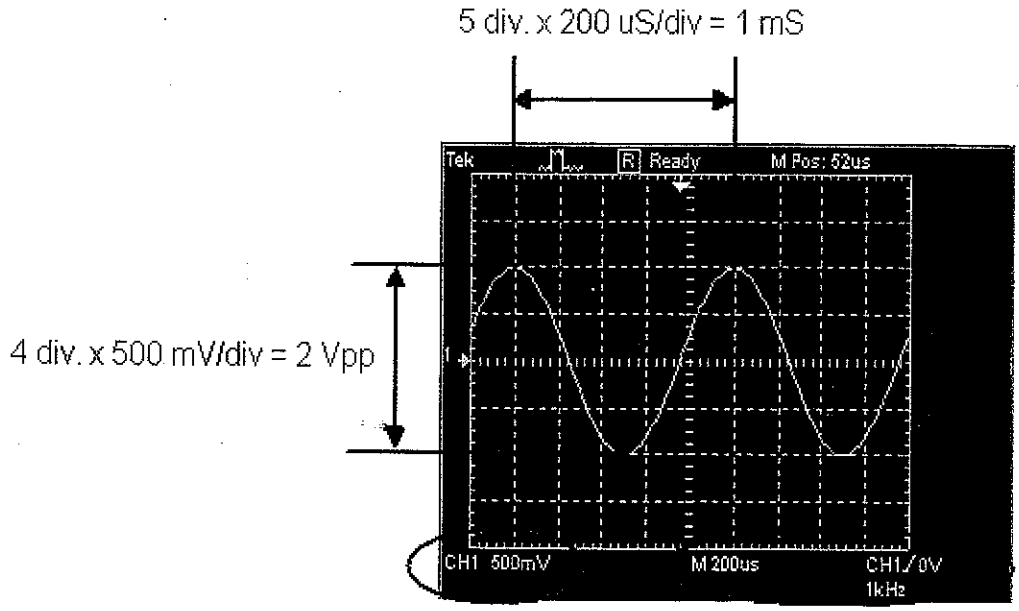
O período da forma de onda é medido como sendo de 1 milissegundo. Como a freqüência é o inverso do período, a freqüência pode ser calculada.

$$F = \frac{1}{T}$$

$$F = \frac{1}{1\text{mS}}$$

$$F = 1\,\text{kHZ}$$

Figura C-64 Medição do Período da Forma de Onda.



O osciloscópio mostra a indicação de volts por divisão para cada canal.

O osciloscópio mostra a indicação da base de tempo em segundos por divisão e calcula a freqüência.

O osciloscópio Tektronix também pode medir tensão e freqüência automaticamente por meio do uso da função "Measure". Os quatro passos e o resultado da tela estão mostrados nas Figuras C-65 e C-66. Para fazer os ajustes no osciloscópio para fazer essas medições automaticamente:

1. Pressione o botão "Measure".
2. Escolha o canal a ser medido.
3. Escolha o que deve ser medido: V_{PP}, freqüência etc.
4. Volte à tela principal.
5. Repita este procedimento para outros canais e/ou valores.

As Figuras C-67, C-68 e C-69 contêm uma *Dica* sobre o uso do osciloscópio Tektronix.

Figura C-65 Ajuste das Funções de Medição do Osciloscópio Tektronix.

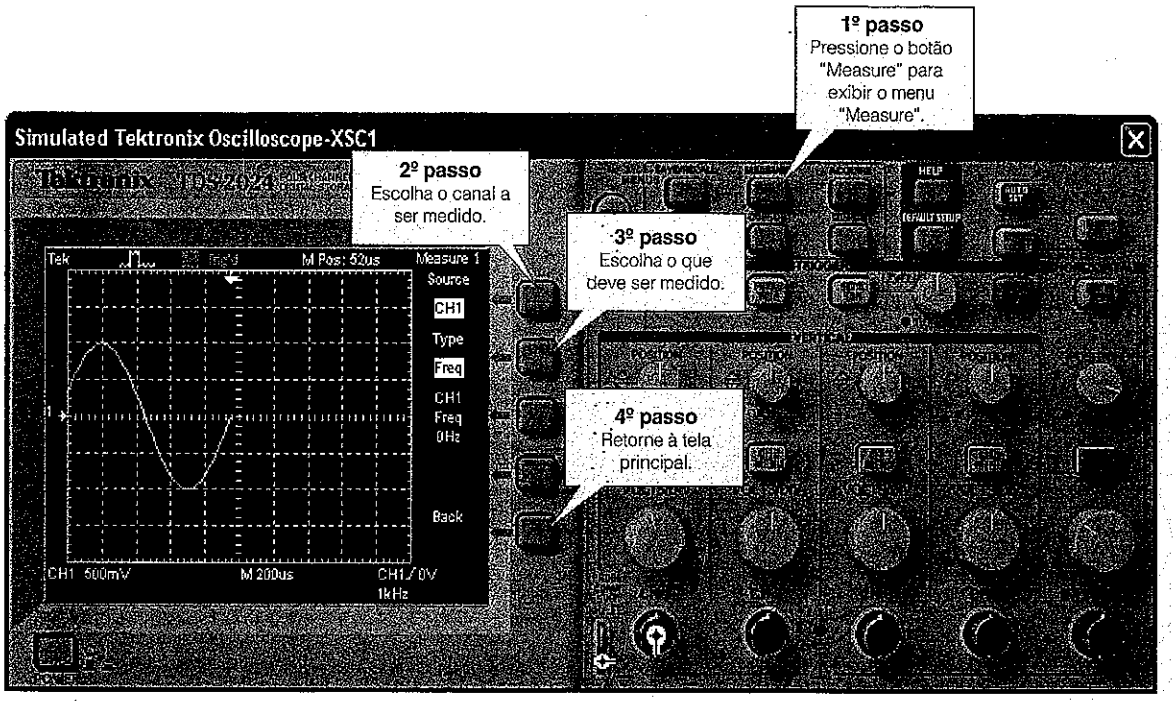


Figura C-66 Tela de Medição do Osciloscópio Tektronix.

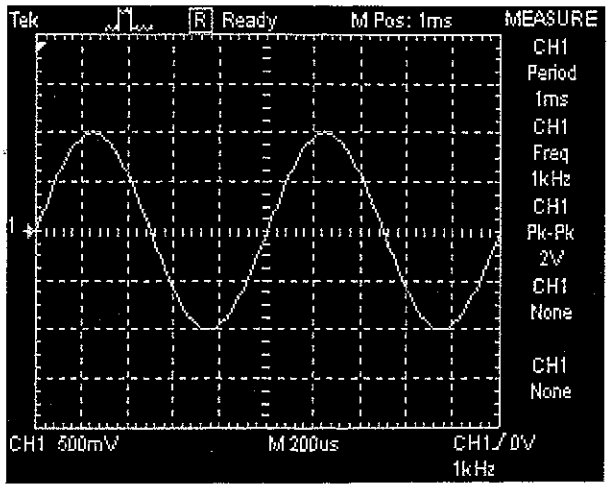


Figura C-67 Ícone para a *Dica* do Osciloscópio Tektronix.

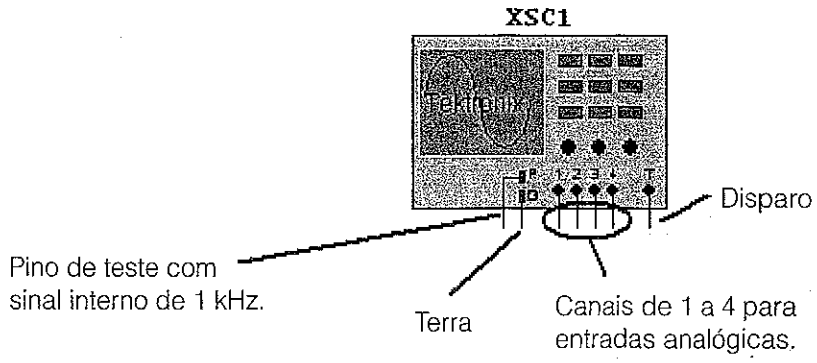
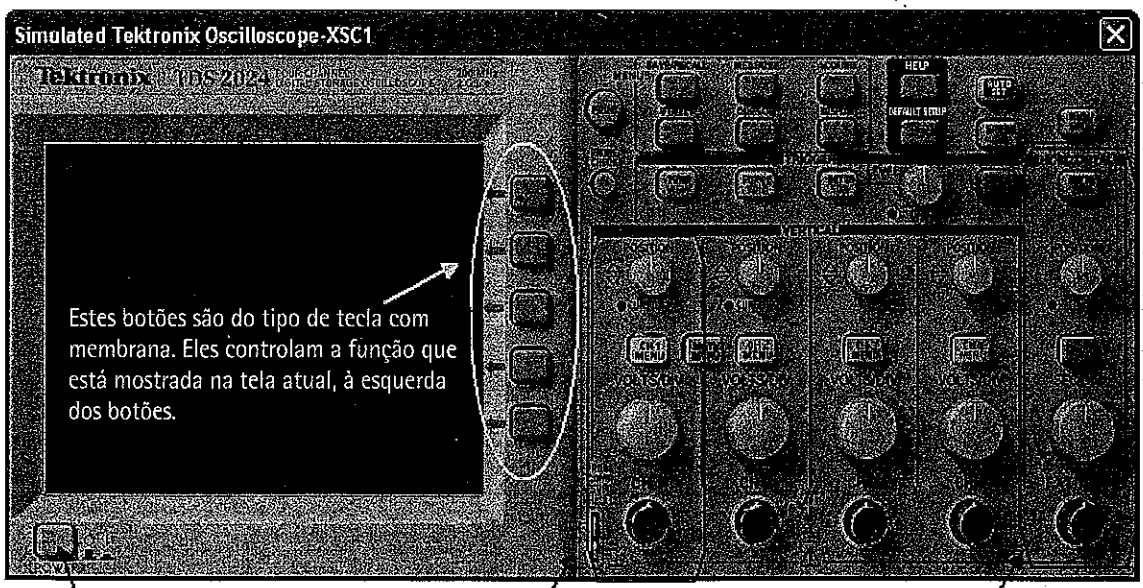


Figura C-68 *Dica* do Osciloscópio Tektronix.

Sugestão: Os botões são pressionados por um clique do *mouse*. Os controles podem ser girados arrastando-os com o cursor ou colocando o cursor sobre os controles e girando a roda do *mouse*.

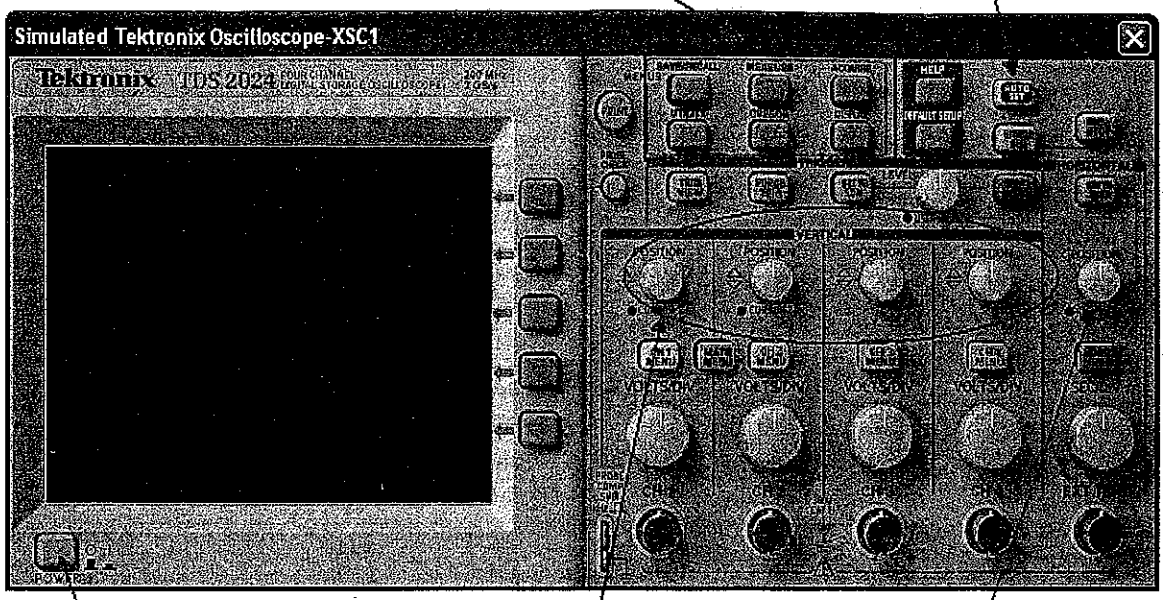


Lembre-se de pressionar a chave "Liga".

A área vertical tem quatro ajustes idênticos para controlar os quatro canais de entrada. A área vertical controla os volts por divisão para todos os canais de entrada.

A área horizontal controla a base de tempo para todos os canais de entrada.

Figura C-69 *Dica* do Osciloscópio Tektronix.



Conclusão

A capacidade de criar rapidamente um diagrama e depois analisar o circuito por meio de simulação faz do MultiSim uma ferramenta poderosa para ajudar o estudante a entender os conceitos envolvidos no estudo da eletrônica de circuitos CC, CA e os semicondutoras.

Essas instruções elementares introduzem o leitor às características do MultiSim que estão diretamente relacionadas com os tópicos descritos neste livro. As características descritas neste Apêndice ajudarão o estudante a utilizar o disco compacto, incluído no livro, na sua totalidade.

Apêndice D

Aplicando o Equivalente de Thevenin para o Conversor R/2R D/A

Na Figura D-1 com as chaves $D_0 - D_4$ conectadas como na Figura D-1*a*, as entradas binárias $D_0 = 1$, $D_1 = 0$, $D_2 = 0$, $D_3 = 0$. Primeiro, faça o circuito equivalente de Thevenin no ponto A, vista de D_0 para a esquerda. Feito isto, R_5 (20 kΩ) fica em paralelo com R_1 (20 kΩ) com um valor equivalente de 10 kΩ. A tensão equivalente de Thevenin no ponto A é metade de V_{ref} sendo igual a +2,5 V. Este circuito equivalente está mostrado na Figura D1-*b*.

A seguir faça o circuito equivalente da Figura D-1*b* a partir do ponto B para a esquerda. Observe como R_{TH} (10 kΩ) está em série com R_6 (10 kΩ). Isto totaliza um valor de 20 kΩ em paralelo com R_2 (20 kΩ) e novamente obtemos um total de 10 kΩ. A tensão equivalente de Thevenin vista do ponto B fica novamente reduzida pela metade, para 1,25 V. Este circuito equivalente está mostrado na Figura D-1*c*.

Agora, faça o circuito equivalente na Figura D-1c a partir do ponto C para a esquerda. Novamente, R_{TH} (10 kΩ) fica em série com R_7 (10 kΩ) e este valor de 20 kΩ fica em paralelo com R_3 (10 kΩ). V_{TH} fica com um valor de 0,625 V. Observe como os valores de V_{TH} foram cortados pela metade em cada passo. O circuito equivalente de Thevenin fica reduzido ao da Figura D-1*d*.

Na Figura D-1*d*, a entrada inversora do amp. op. e o terminal de cima de R_4 (20 kΩ) estão em um terra virtual. A tensão neste ponto é igual a zero volt. Isto faz com que V_{TH} com valor de 0,625 V fique totalmente aplicado em R_{TH} e R8 (10 kΩ). Isto resulta em uma corrente de entrada I_{in} de:

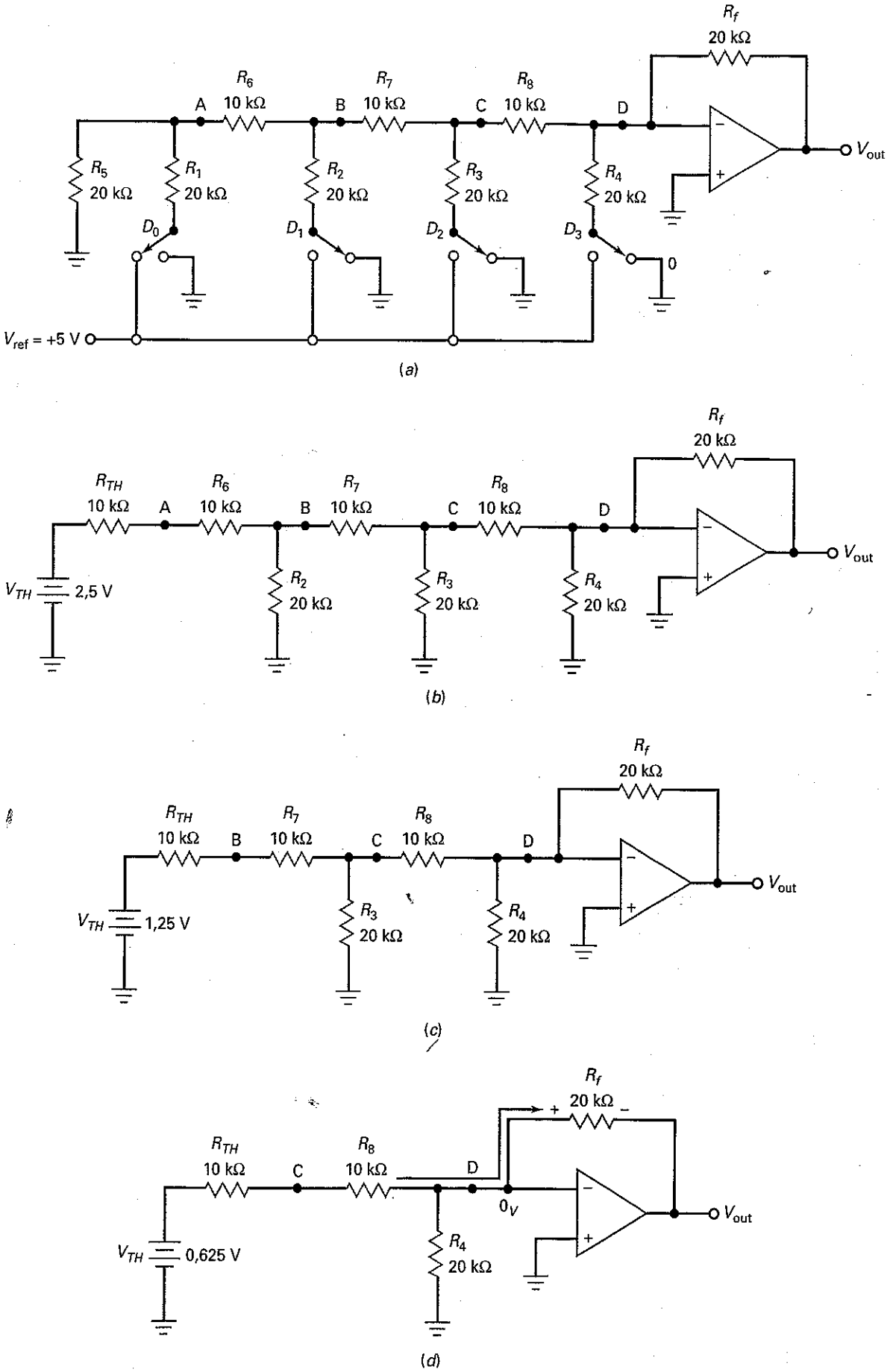
$$I_{in} = \frac{0,625}{20\text{k}\Omega} = 31,25\,\mu\text{A}$$

Novamente, por causa do terra virtual, a corrente de entrada é forçada a circular por R_f (20 kΩ) e produz uma tensão na saída de:

$$V_{out} = -(I_{in}R_f) = -(31,25\ \mu\text{A})(20\ \text{k}\Omega) = -0,625\ \text{V}$$

Esta tensão de saída é o menor valor de incremento acima de 0 V e é chamada de resolução de saída do circuito.

Figura D-1 (a) Circuito original; (b) Equivalente de Thevenin no ponto A; (c) Equivalente de Thevenin no ponto B; (d) Equivalente de Thevenin no ponto C.



Apêndice E

Resumo da Lista de Tabelas

1-1 Valores de Thevenin e Norton

2-1 Polarização do diodo

3-1 Aproximações do diodo

4-1 Retificadores sem filtro

4-2 Retificadores com filtro capacitivo

4-3 Diagrama de blocos da fonte de alimentação

4-4 Defeitos típicos dos retificadores em ponte com filtro capacitivo

6-1 Aproximações para os circuitos com transistor

7-1 Polarização da base versus polarização do emissor

8-1 Principais circuitos de polarização (TJBs)

9-1 Circuitos equivalentes CC e CA para PDT

11-1 Configuração básicas de amplificadores

12-1 Classes de amplificadores

13-1 Polarização do JFET

13-2 Amplificadores com JFET

13-3 Aplicações do JFET

14-1 Amplificadores com MOSFET

16-1 Análise em freqüência de amplificadores

18-1 Configurações básicas do amp. op.

19-1 Quatro tipos de realimentação negativa

21-1 Aproximações para os filtros

21-2 Circuitos de filtros básicos

23-1 Osciladores

24-1 Reguladores de ten

Glossário

A

Aberto Refere-se a um componente ou a um fio de conexão que não está conectado ao circuito, o que equivale a um valor alto de resistência que se aproxima do infinito.

Absorção (*sink*) Se você imaginar a água que desce e desaparece pelo ralo de uma pia de cozinha, terá uma idéia do que os engenheiros e técnicos querem dizer quando falam em (*sink*) de corrente. Este é o ponto que permite que a corrente circule entrando pelo terra ou saindo do terra.

Aceitador Um átomo trivalente, aquele que tem três elétrons de valência. Cada átomo trivalente produz uma lacuna no cristal de silício.

Acionador de LED (*driver*) Um circuito que pode fazer circular uma corrente suficiente em um LED para fazê-lo emitir luz.

Acionamento de proteção A diminuição dos efeitos da corrente de fuga e capacitância nos cabos pela blindagem boostrapping para o potencial em modo comum.

Acoplador óptico (optoacoplador) Uma combinação de um LED e um fotodiodo. Um sinal de entrada no LED é convertido em variação de luz que é detectado por um fotodiodo. A vantagem é uma resistência de isolamento muito alta entre a entrada e a saída.

Acoplamento direto Acoplamento que usa uma conexão direta entre estágios por meio de um condutor em vez de um capacitor de acoplamento. Para um bom funcionamento, o projetista tem de certificar-se de que as tensões cc dos dois pontos a serem conectados sejam aproximadamente iguais antes de as conexões serem feitas.

Alfa cc (αcc) A corrente cc no coletor dividida pela corrente cc no emissor.

Amp.op BIFET Um CI amp op que combina FETs e transistores bipolares, geralmente com seguidores de fonte FET na entrada do dispositivo seguidos por um estágio de ganho com transistor bipolar.

Amplificador Um circuito que pode aumentar a tensão de pico a pico, corrente ou potência de um sinal.

Amplificador BC Uma configuração de amplificador em que o sinal de entrada alimenta o terminal do emissor e a saída é retirada pelo terminal do coletor.

Amplificador cc Um amplificador capaz de amplificar sinais e freqüências muito baixas, inclusive cc. Este amplificador é conhecido também como capacitor de acoplamento direto.

Amplificador CC Uma configuração de amplificador em que o sinal de entrada alimenta o terminal da base e a saída é retirada pelo terminal do coletor. Chamado também de *seguidor de emissor*.

Amplificador classe D Uma configuração de amplificador em que os transistores de saída são levados para saturação e corte. Os dois estados da forma de onda na saída variam sua taxa de ciclo baseada nos níveis do sinal de entrada e é essencialmente modulada em largura de pulso. Isso resulta em uma dissipação de potência muito baixa pelos transistores de saída e em uma alta eficiência.

Amplificador de áudio Qualquer amplificador projetado para operar na faixa de freqüências de 20 kHz a 20 kHz.

Amplificador de banda estreita Um amplificador projetado para operar sobre uma faixa de freqüência baixa. Este tipo de amplificador é quase sempre usado em circuitos de comunicação RF.

Amplificador de banda larga Um amplificador projetado para operar sobre uma larga faixa de freqüências. Este tipo de amplificador é geralmente não sintonizado usando cargas resistivas.

Amplificador de corrente Uma configuração de amplificador em que uma corrente na entrada produz uma corrente maior na saída. Um circuito amp op tem as características de uma impedância de entrada muito baixa e uma impedância de saída alta.

Amplificador de excursão máxima Um amp op cuja tensão na saída pode excursionar do valor positivo ao negativo da fonte simétrica. Em muitos amps op, a excursão na saída é limitada de 1-2 V abaixo da tensão de alimentação simétrica.

Amplificador de instrumentação É um amplificador diferencial com uma alta impedância de entrada e uma alta CMRR. Você encontra este tipo de amplificador como o estágio de entrada dos instrumentos de medição como osciloscópios.

Amplificador de multiestágios Uma configuração de amplificador que consiste em dois ou mais estágios individuais de amplificação cascateados juntos. A saída do primeiro estágio aciona a entrada do segundo estágio. A saída do segundo estágio pode ser usada como a entrada para o terceiro estágio.

Amplificador de pequeno sinal Este tipo de amplificador é usado na entrada dos receptores porque o sinal de entrada é muito fraco. (A corrente de pico a pico no emissor é menor que 10% da corrente cc no emissor.)

Amplificador de potência Um amplificador projetado para grande sinal para produzir potências na saída de alguns centésimos de miliwatts a várias centenas de watts.

Amplificador de radiofreqüência (RF) Conhecido também como *presseletor*, este amplificador fornece um ganho inicial e uma seletividade.

Amplificador de tensão Um amplificador que tem no seu circuito valores projetados para produzir um ganho de tensão máximo.

Amplificador de transcondutância Um amplificador com a característica de transferência em que a tensão na entrada controla a corrente na saída. Ele é também conhecido como um conversor tensão-corrente ou circuito VCIS.

Amplificador de transresistência Um amplificador com a característica de transferência em que a corrente na entrada controla a tensão na saída. Ele também é conhecido como conversor corrente-tensão ou circuito ICVS.

Amplificador diferencial Um circuito de dois transistores cuja saída ca é uma versão amplificada do sinal entre as duas bases.

Amplificador EC A configuração mais aplicada de amplificador em que o sinal de entrada alimenta o terminal da base e a saída é retirada pelo terminal do coletor.

Amplificador em coletor comum É um amplificador cujo coletor é aterrado para ca. O sinal é aplicado na base e a saída é retirada do emissor.

Amplificador em fonte comum (FC) Um amplificador com FET em que o sinal é acoplado diretamente no terminal da porta e a tensão ca na entrada total aparece entre os terminais da porta e da fonte, produzindo uma tensão ca na saída amplificada e invertida.

Amplificador inversor de tensão Como o nome sugere, a tensão de saída amplificada é invertida em relação à tensão de entrada.

Amplificador linearizado (*swamped*) Um estágio EC com um resistor de realimentação no circuito do emissor. Esse resistor de realimentação

é muito maior que a resistência ca do diodo emissor.

Amplificador reforçador ou seguidor (*buffer*) Este é um amplificador que você usa para isolar dois outros circuitos quando um sobrecarrega o outro. Um amplificador reforçador geralmente tem uma impedância de entrada muito alta, uma impedância de saída muito baixa e um ganho de tensão de 1. Essas qualidades significam que o amplificador reforçador transmite a saída do primeiro para o segundo circuito sem alteração no sinal.

Amplificador sintonizado de RF Um tipo de amplificador de banda estreita usando normalmente um alto fator Q no circuito tanque ressonante.

Amplitude É a grandeza de um sinal, geralmente seu valor de pico.

Amp-op Um amplificador cc de alto ganho que proporciona ganho de tensão utilizável para freqüências de 0 a valores além de 1 MHz.

Análise de defeito Um método de determinação de falha em um circuito usando o conhecimento adquirido nas teorias de eletrônica.

Análise variacional Um método de análise em circuito eletrônico usando variáveis independentes e dependentes. Quando uma variável independente (como uma fonte de tensão) aumenta ou diminui, a variável dependente resultante (queda de tensão no resistor ou corrente) varia como previsto.

Analogia A semelhança em alguns pontos entre coisas diferentes. A analogia entre transistores bipolares e JFETs é um exemplo. Como esses dispositivos são similares, muitas das suas equações são idênticas, exceto por uma mudança nos subíndices.

Analógico É o ramo da eletrônica que tem relação com a variação infinita da grandeza. Quase sempre chamada de eletrônica linear.

Ângulo de condução O ângulo ou o número de graus elétricos entre o início e o fim da condução para um tiristor com uma forma de onda ca aplicada.

Ângulo de disparo O ponto elétrico em grau ou ângulo em que um tiristor dispara e começa a conduzir com uma forma de onda ca aplicada na entrada.

Anodo O elemento de um dispositivo eletrônico que recebe o fluxo de elétrons da corrente.

Anodo comum Uma configuração de circuito em um indicador de sete seguimentos em que cada um dos anodos são conectados juntos e conectados também ao terminal positivo da fonte de alimentação cc.

Aproximação É a forma de usar o bom-senso com dispositivos semicondutores. As respostas exatas são trabalhosas, consumindo um tempo que quase nunca compensa os resultados proporcionados pelos componentes reais. Por outro lado, as aproximações nos dão respostas rápidas, geralmente adequadas à tarefa que executamos.

Aproximação elíptica Um filtro ativo com uma descida abrupta na região de transição, mas produz ondulações na banda passante e na rejeita-banda.

Aproximação ideal O circuito equivalente mais simples de um dispositivo. Ele inclui apenas algumas características básicas do dispositivo e desconsidera várias outras de menor importância.

Aproximação inversa de Chebyshev Um filtro ativo capaz de produzir uma resposta lisa na banda-passante e uma descida rápida. Ele tem a desvantagem de produzir ondulações na parada da banda.

Astável Um circuito de chaveamento digital sem um estado estável. Este circuito é também chamado de circuito *pêndulo*.

Atenuação Uma redução na intensidade do sinal, normalmente expressa em decibéis. O valor da redução do sinal é comparado com o nível do sinal na banda média do filtro. Ele é expresso matematicamente como atenuação = $\frac{v_{out}}{v_{out(med)}}$ e atenuação em decibel = 20 log da atenuação.

Autopolarização A polarização que você obtém com um JFET devido à tensão produzida no resistor da fonte.

B

Banda de captura A faixa de freqüências de entrada em que um circuito em malha de fase fechada (PLL) pode sincronizar para o sinal de entrada.

Banda de condução Uma banda de condução em um semicondutor em que os elétrons são livres para se movimentarem. Esta banda de energia está em um nível maior que a banda de valência.

Banda média Definida como $10 f_1$ a $0{,}1 f_2$. Nesta faixa de freqüência, o ganho de tensão é de 0,5% do ganho de tensão máximo.

Barra Uma metáfora usada para descrever o funcionamento de um SCR quando aplicado para proteger uma carga contra sobretensão da fonte.

Barreira de potencial A tensão através da camada de depleção. Essa tensão é incorporada na junção porque ela é a diferença de potencial entre os íons dos dois lados da junção. Ela é igual a aproximadamente 0,7 V para um diodo de silício.

Base A parte central de um transistor. Ela é fina e levemente dopada. Isso permite que os elétrons do emissor passem através dela para o coletor.

Base comum (BC) Uma configuração de amplificador em que o sinal de entrada é aplicado no terminal do emissor e o sinal de saída é retirado pelo terminal do coletor.

Beta cc (βcc) A razão entre a corrente cc no coletor e a corrente cc na base.

C

Camada de depleção A região na junção de semicondutores tipo p e tipo n. Devido à difusão, os elétrons livres e as lacunas se recombinam na junção. Isso cria um par de íons de cargas opostas em cada lado da junção. Essa região é depletada (fica com falta) de elétrons livres e lacunas.

Camada epitaxial Uma camada fina depositada no cristal que forma uma parte da estrutura elétrica de certos circuitos integrados e semicondutores.

Canal O material semicondutor tipo n ou tipo p que proporciona o caminho da corrente principal entre os terminais da fonte e do dreno de um transistor de efeito de campo.

Capacitância de montagem (parasita) A capacitância equivalente C_m de um cristal quando não está vibrando. Devido a sua construção física, o cristal é essencialmente duas placas de metal separadas por um dielétrico.

Capacitância interna Os valores de capacitâncias internas entre as junções pn de um transistor. Estes valores podem ser desprezados normalmente sob as condições de baixa freqüência, mas poderão fornecer um caminho de desvio e perdas no ganho de tensão para um sinal ca de alta freqüência.

Capacitância parasita de contato A capacitância indesejável entre a conexão do fio condutor com o terminal de terra.

Capacitor de acoplamento Um capacitor usado para transmitir um sinal ca de um nó para outro do circuito enquanto bloqueia o componente cc da forma de onda.

Capacitor de acoplamento Um capacitor usado para transmitir um sinal ca de um nó para outro do circuito.

Capacitor de compensação Um capacitor interno de um amp op que impede oscilações. Além disso, é qualquer capacitor que estabilize um amplificador com uma malha de realimentação negativa. Sem esse capacitor o amplificador oscila. O capacitor de compensação produz uma freqüência crítica baixa e diminui o ganho de tensão a uma taxa de 20 dB por década acima da banda média. Na freqüência de ganho unitário, o deslocamento de fase é próximo de 270°. Quando o deslocamento de fase chega a 360°, o ganho de tensão é menor que 1 e não ocorrem oscilações.

Capacitor de comutação Um capacitor usado para aumentar a velocidade de chaveamento de um circuito.

Capacitor de desvio (derivação) Um capacitor usado para aterrar um nó de um circuito em ca.

Capacitor de filtro de entrada Nada mais que um capacitor em paralelo com o resistor de carga. O tipo de filtro passivo mais comum.

Capacitor de realimentação Um capacitor localizado entre os terminais de entrada e de saída de um amplificador. Este capacitor alimenta uma porção do sinal de saída de volta à entrada e força o ganho de tensão e a resposta em freqüência do amplificador.

Capacitores dominantes Os capacitores que são fatores principais na determinação dos pontos de corte de altas e baixas freqüências do circuito.

Característica de transferência A resposta de entrada/saída de um circuito. A característica de transferência demonstra a efetividade de como a entrada controla a saída.

Carga ativa Isto se refere ao uso de um transistor bipolar ou MOS como uma resistência. Isto é feito a fim de economizar espaço ou para obter resistências difíceis com resistores passivos.

Carga em flutuação É a carga que não está conectada em um ponto referencial do circuito. Você pode localizá-la em um diagrama observando o fato de que nenhum de seus terminais está aterrado.

Catodo O elemento de um dispositivo eletrônico que fornece o fluxo de elétrons.

Catodo comum Uma configuração de circuito em um indicador de sete seguimentos em que todos os catodos são conectados juntos e conectados também ao terminal negativo da fonte de alimentação cc.

Ceifador Um circuito que retira uma parte de um sinal. O Ceifamento pode ser indesejável em um amplificador linear ou desejável em um circuito limitador.

Ceifador positivo ativo Um circuito com amp op ajustável usado para controlar precisamente o nível de tensão positiva na saída.

Chave em série Um tipo de chave analógica com JFET onde este está em série com o resistor de carga.

Chave paralela Um tipo de chave analógica com JFET onde este está em paralelo com o resistor de carga.

Chave unilateral de silício (SUS) Outro nome para o *diodo Schockley*. Este dispositivo só conduz em um sentido.

Chip Tem dois significados. Primeiro, um fabricante de CI produz centenas de circuitos em uma grande lâmina (*wafer*) de material semicondutor. Em seguida, a lâmina é cortada em chips individuais, cada um contendo um circuito monolítico. Nesse caso, não há terminais conectados ao chip. O chip ainda é um pedaço de semicondutor isolado. Segundo, quando o chip é colocado dentro de um encapsulamento e terminais externos são conectados a ele, você tem um CI pronto. Esse CI pronto também é denominado chip. Por exemplo, podemos chamar o 741C de chip.

CI híbrido Um circuito integrado de alta potência constituído de dois ou mais CIs monolíticos em um encapsulamento ou a combinação de circuitos em miniatura. Os CIs são sempre usados em aplicações de amplificador de áudio de alta potência.

CI monolítico Um circuito integrado completo em uma única pastilha de semicondutor (chip).

CI regulador de tensão Um circuito integrado projetado para manter uma tensão quase constante na saída mesmo com variação na tensão de entrada e na corrente da carga.

Ciclo de trabalho A largura de um pulso dividida pelo período entre os pulsos. Geralmente, você multiplica por 100% para obter a resposta em porcentagem.

Circuito de acoplamento Um circuito que acopla um sinal de um gerador para uma carga. O capacitor está em série com a resistência equivalente de Thevenin do gerador e com a resistência da carga.

Circuito de anulação Um circuito com amp-op externo usado para reduzir o efeito da corrente de compensação (*offset*) de entrada e da tensão de compensação (*offset*). Este circuito é usado quando um erro na saída não pode ser desprezado.

Circuito de atraso Um outro nome para circuito de derivação. A palavra atraso se refere ao ângulo do fasor da tensão de saída, que é negativo em relação ao ângulo de fase da tensão de entrada. O ângulo de fase pode variar de 0° a -90° (atrasado).

Circuito de avanço (adiantamento) Um outro nome para circuito de acoplamento. A palavra *avanço* ou *adiantamento* se refere ao ângulo do fasor da tensão de saída, que é positivo em relação ao ângulo de fase da tensão de entrada. O ângulo de fase pode variar de 0° a +90° (adiantado).

Circuito de avanço-atraso Um circuito que combina os circuitos de acoplamento e de derivação. O ângulo do fasor da tensão de saída pode ser positivo ou negativo em relação ao ângulo de fase da tensão de entrada. O ângulo de fase pode variar de -90° (atrasado) a +90° (adiantado).

Circuito de chaveamento Um circuito que opera um transistor nas regiões de saturação e corte. Duas regiões distintas de operação permitem que o dispositivo seja usado em circuitos digitais e de computador juntamente com as aplicações de controle de potência.

Circuito de desvio indesejado Um circuito que aparece nos lados da base ou coletor de um transistor por causa das capacitâncias internas do transistor e capacitâncias parasitas dos condutores.

Circuito discreto Um circuito cujos componentes, tais como resistores, transistores etc., são soldados ou conectados mecanicamente.

Circuito emissor comum Um circuito com transistor em que o emissor é comum ou aterrado.

Circuito equivalente ca Tudo o que resta de um circuito quando você reduz as fontes cc a zero e fecha em curto todos os capacitores.

Circuito equivalente cc O que resta de um circuito após você abrir todos os capacitores.

Circuito integrado Um dispositivo que contém transistores, resistores e diodos próprios. Um CI completo que usa esses componentes microscópicos pode ser produzido no espaço ocupado por um transistor discreto.

Circuito linear com amp-op É um circuito em que o amp op nunca satura sob condições normais de operação. Isso significa que a saída amplificada tem a mesma forma da entrada.

Circuito não-linear Um circuito amplificador em que a porção do sinal de entrada aciona o amplificador para a saturação ou corte. A forma de onda resultante na saída é diferente da forma de onda na entrada.

Circuito silenciador (*squelch*) Um circuito especial usado em sistemas de comunicação em que o sinal de saída é automaticamente atenuado na ausência de sinal de entrada.

Código de deslocamento da freqüência Uma técnica de modulação usada na transmissão de dados binários, em que um sinal na entrada produz um sinal na saída para variar em uma ou duas freqüências distintas na saída.

Coeficiente de temperatura A taxa de variação de uma grandeza em relação à temperatura.

Coletor A parte maior de um transistor. É chamada de coletor porque coleta os portadores enviados para a base pelo emissor.

Comparador Um circuito ou dispositivo que detecta quando a tensão de entrada é maior que um valor predeterminado. A tensão na saída pode ser baixa ou alta. O valor predeterminado de tensão é chamado de *ponto de comutação*.

Comparador de janela Um circuito usado para detectar quando a tensão na entrada está entre dois valores limites pré-ajustados.

Comparador em coletor aberto Um circuito comparador com amp op que requer o uso de um resistor *elevador (pullup)* externo. Uma configuração em coletor aberto admite velocidades maiores de chaveamento na saída e permite o interfaceamento dos circuitos com diferentes níveis de tensão.

Compliance ca A excursão máxima de pico a pico na saída sem ceifamento que um amplificador de grande sinal admite com o ponto *Q* no centro da reta de carga ca.

Conexão Darlington A conexão de dois transistores que produzem um ganho de corrente total igual ao produto dos ganhos de correntes individuais. Esta conexão de transistores pode apresentar uma impedância de entrada muito alta e pode produzir altas correntes na saída.

Conexão *push-pull* Uso de dois transistores em uma conexão que faz com que um deles conduza durante meio ciclo, enquanto o outro fica em corte. Desse modo, um dos transistores amplifica o primeiro semiciclo e o outro amplifica o segundo semiciclo.

Controle automático de ganho (AGC) Um circuito projetado para corrigir o ganho de um amplificador conforme a amplitude do sinal de entrada.

Conversor cc-ca Um circuito que tenha capacidade de converter a corrente cc, geralmente de uma bateria, em corrente ca. Este tipo de circuito é conhecido também como inversor e é a base das *fontes de alimentação sem interrupção*.

Conversor cc-cc Um circuito que converte uma tensão cc de um valor em uma tensão cc de outro valor. Geralmente a tensão cc de entrada é recortada (pulsada) ou transformada em uma tensão retangular. Ela é aumentada ou

diminuída o necessário, retificada e filtrada para que a tensão cc de saída seja obtida.

Conversor corrente-tensão Um circuito que utiliza um valor de corrente de entrada e desenvolve uma tensão correspondente na saída. Em circuitos com amp op, ele é conhecido também como amplificador de transresistência ou circuito ICVS.

Conversor digital para analógico (D/A) Um circuito ou dispositivo usado para converter um sinal digital em seus dois terminais de entrada.

Conversor tensão-corrente Um circuito que é equivalente a uma fonte de corrente controlada. A tensão de entrada controla a corrente. Então, a corrente é constante e independente da resistência de carga.

Conversor tensão-freqüência Um circuito que com uma tensão na entrada é capaz de controlar uma freqüência na saída. Este circuito também é conhecido como *oscilador controlado por tensão.*

Corrente baixa de desligamento (*drop-out*) O chaveamento, liga-desliga, de um circuito com trava a semicondutor como um resultado da corrente de travamento diminuindo o suficiente para tirar os transistores de saturação.

Corrente de carga unidirecional A corrente que circula por uma carga em um sentido apenas como a que resulta de um retificador de meia onda ou de onda completa.

Corrente de cauda A corrente no resistor comum do emissor R_E de um amplificador diferencial. Quando os transistores são perfeitamente casados, as correntes individuais dos emissores são iguais e podem ser calculadas por $I_E = \frac{I_T}{2}$

Corrente de compensação (*offset*) de entrada A diferença das duas correntes de entrada de um amplificador diferencial ou um amp op.

Corrente de corte do coletor A pequena corrente do coletor que existe quando a corrente da base é zero em uma conexão EC. Idealmente, não haveria corrente alguma do coletor. Porém, existe por causa dos portadores minoritários e da corrente de fuga de superfície no diodo coletor.

Corrente de disparo do gatilho (I_{GT}) A corrente mínima da porta especificada para disparar um SCR.

Corrente de dreno A corrente cc total I_{cc} fornecida a um amplificador pela fonte de tensão cc. Esta corrente é a combinação da corrente de polarização com a corrente do coletor pelo transistor.

Corrente de fuga Expressão muitas vezes usada para denominar a corrente reversa total de um diodo. Inclui a corrente produzida termicamente, como também a corrente de fuga de superfície.

Corrente de fuga de superfície Uma corrente reversa que circula ao longo da superfície de um diodo. Ela aumenta quando você aumenta a tensão reversa.

Corrente de gatilho (disparo) A corrente mínima necessária para levar um tiristor à condução.

Corrente de manutenção A corrente mínima que circula em um tiristor que é capaz de mantê-lo travado no estado de condução.

Corrente de polarização de entrada A média das duas correntes de entrada de um amplificador diferencial ou um amp op.

Corrente de realimentação É um tipo de realimentação em que o sinal realimentado é proporcional à corrente na saída.

Corrente de saída em curto A máxima corrente de saída que um amp op pode produzir para um resistor de carga zero.

Corrente de saturação A corrente de saturação em um diodo reversamente polarizado causada pelos portadores minoritários produzidos termicamente.

Corrente de saturação reversa O mesmo que a corrente de portadores minoritários em um diodo. Esta corrente existe no sentido reverso.

Corrente de surto Uma alta corrente inicial que circula através dos diodos de um retificador. Ela é o resultado direto da carga do capacitor de filtro quando inicialmente descarregado.

Corrente direta máxima O valor máximo de corrente que um diodo diretamente polarizado pode suportar antes de ser danificado ou ser seriamente degradado.

Corte ca A extremidade inferior da reta de carga ca. Neste ponto, o transistor entra em corte e ceifa o sinal ca.

Corte térmico Uma característica encontrada nos CIs reguladores modernos de três terminais. Quando o regulador excede o valor seguro da temperatura de operação, o transistor de passagem entra em corte e a tensão na saída vai para zero. Quando o dispositivo esfria, o transistor de passagem volta a conduzir. Se a causa original da temperatura excessiva ainda existir, o dispositivo corta novamente. Se a causa for removida, o dispositivo funciona normalmente. Essa característica faz do regulador um componente indestrutível.

Cristal A estrutura geométrica que ocorre quando os átomos de silício se combinam. Cada átomo de silício tem quatro átomos vizinhos e isso resulta em uma forma especial chamada de *cristal.*

Curto ca Um capacitor de acoplamento ou de desvio, que pode ser tratado como um curto para ca se sua reatância capacitiva X_C for menor que 1/10 da resistência R. Isto pode ser declarado matematicamente como $X_C < 0{,}1R$.

Curto virtual Idealmente, devido ao alto ganho de tensão interno e da impedância de entrada extremamente alta de um amp op, a tensão em v_1-v_2 é zero e I_{ent} é zero para as duas entradas. Um curto virtual é um curto para tensão, mas um circuito aberto para corrente. Portanto, um circuito com amp op pode ser analisado do lado da entrada tendo um curto virtual entre as entradas não inversora e inversora.

Curto-circuito Um dos tipos mais comuns de defeitos que podem ocorrer. Um curto-circuito ocorre quando uma resistência extremamente pequena aproxima-se de zero. Por isso, a tensão através do curto-circuito também aproxima-se de zero, embora a corrente possa ser muito alta. Um componente pode ser curto-circuitado internamente ou pode ser curto-circuitado externamente por um respingo de solda ou uma ligação errada.

Curva de Bode Um gráfico que mostra a performance do ganho ou da fase de um circuito eletrônico em várias freqüências.

Curva de transcondutância Um gráfico que mostra a relação de I_D *versus* V_{GS} para um transistor de efeito de campo. Este gráfico demonstra a característica não linear de um FET e como ele segue uma equação *quadrática.*

Curva universal Uma solução na forma de gráfico que resolve um problema para toda uma classe de circuitos. A curva universal para a autopolarização de JFETs é um exemplo. Nessa curva universal, I_D/I_{DSS} é relacionada para R_D/R_{DS}.

D

Darlington complementar Uma conexão Darlington composta por um transistor *npn* e *pnp.*

Década Um fator de 10. Normalmente é usado como uma razão de 10 na freqüência, pois uma década em freqüência significa uma variação de 10:1 na freqüência.

Definição Uma fórmula inventada para um conceito novo baseada em observação científica.

Definição de fórmula Uma fórmula ou equação usada para definir ou dar um significado matemático de uma nova grandeza. Antes de ser usada pela primeira vez, a fórmula por definição de uma grandeza não aparece em nenhuma outra fórmula.

Degrau de tensão Uma variação repentina na tensão de entrada ou um transiente aplicado em um amplificador. A resposta de saída dependerá da taxa de variação da tensão do amplificador por unidade de tempo, também conhecido como sua taxa de subida.

Demodulador de FM Uma malha fechada em fase (PLL) usada como um circuito que restabelece um sinal de modulação de uma onda FM.

Deriva térmica Quando um transistor aquece, sua temperatura na junção aumenta. Isso aumenta a corrente no coletor, que força a temperatura na junção a aumentar ainda mais produzindo um aumento na corrente do coletor, e assim por diante até que o transistor seja danificado.

Derivação Uma fórmula produzida usando matemática por meio de outras fórmulas.

Deslocamento de fase A diferença no ângulo de fase entre o fasor de tensão nos pontos A e B. Para um oscilador funcionar, o deslocamento de fase no amplificador e na malha de realimentação na freqüência de ressonância tem de ser igual a 360°, que equivale a 0°.

Deslocamento de fase linear A resposta de um circuito de filtro em que o deslocamento de fase aumenta linearmente com a freqüência. Um destes filtros é o filtro de Bessel.

Detector de fase O circuito em uma malha de fase fechada (PLL) que produz uma tensão na saída proporcional à diferença de fase entre os dois sinais de entrada.

Detector de passagem por zero Um circuito comparador onde a tensão na entrada é comparada com uma tensão de referência de zero volt.

Detector de pico O mesmo que um retificador com filtro capacitivo de entrada. Idealmente, o capacitor se carrega com a tensão de pico de entrada. Essa tensão de pico é então usada como a tensão de saída de um detector de pico, o que justifica o termo de circuito detector de pico.

Detector de pico ativo Um circuito com amp op usado para detectar níveis de sinais baixos.

Diac Um dispositivo bilateral de silício usado para disparar outros dispositivos como os triacs.

Diferenciador Um circuito eletrônico, ativo ou passivo, cuja saída é proporcional à taxa de variação do tempo do seu sinal de entrada. Esse circuito tem a capacidade de executar uma operação de cálculo chamada diferenciação.

Diferenciador RC Um circuito *RC* usado para diferenciar um sinal de entrada de um pulso retangular de uma série de picos positivos e negativos.

Digital Um nível de sinal que é encontrado em dois estados diferentes. O conteúdo digital é útil em armazenagem, processamento e transmissão de informação.

Diodo Um cristal *pn*. Um dispositivo que conduz facilmente quando diretamente polarizado e muito pouco quando reversamente polarizado.

Diodo-coletor O diodo formado pela base e o coletor de um transistor.

Diodo de quatro camadas Um componente semicondutor consistindo em uma estrutura de quatro camadas *pnpn*. Este diodo permite que a corrente circule por ele em um sentido apenas quando uma tensão de ruptura específica é atingida. A partir daí, ele permanecerá conduzindo até que a corrente por ele caia abaixo do valor da corrente de manutenção I_H.

Diodo de recuperação em degrau Um diodo tendo as propriedades "inverter instantaneamente" devido ao nível de dopagem mais leve próximo da junção. Este diodo é quase sempre utilizado em aplicações de multiplicadores de freqüência.

Diodo de retaguarda Um diodo com propriedades que fazem dele um condutor melhor no sentido reverso que no sentido direto. Comumente usado na retificação de sinais fracos.

Diodo emissor de luz (LED) Um diodo que emite luz colorida como vermelho, verde, amarelo etc. ou luz invisível como infravermelho.

Diodo ideal A primeira aproximação de um diodo. O ponto de vista é imaginar o diodo como uma chave inteligente que se fecha quando diretamente polarizado e se abre quando reversamente polarizado.

Diodo laser Um dispositivo semicondutor laser com a sigla significando *amplificação de luz por emissão de radiação estimulada*. Este dispositivo de elétrons ativos converte a potência de entrada em um feixe intenso muito estreito de luz visível coerente ou luz infravermelho.

Diodo PIN Um diodo constituído por um material semicondutor intrínseco colocado entre os materiais tipo *n* e tipo *p*. Quando polarizado reversamente, o diodo PIN age como um capacitor fixo e uma resistência controlada por corrente quando polarizado reversamente.

Diodo regulador de corrente Um tipo especial de corrente que mantém a corrente constante que circula por ele com uma variação na tensão aplicada.

Diodo retificador Um diodo otimizado para ser capaz de converter ca em cc.

Diodo Schockley Outro nome para o *diodo de quatro camadas, diodo pnpn* e *chave unilateral de silício (SUS)* que é o nome do inventor.

Diodo Schottky Um diodo de aplicação especial sem camada de depleção, com tempo de recuperação reversa extremamente pequeno e capaz de retificar sinais de alta freqüência.

Diodo túnel Um diodo com propriedades de um efeito de resistência negativo. O diodo tem uma tensão de ruptura que ocorre em 0 V. Usado em circuitos osciladores de alta freqüência.

Diodo Zener Um diodo projetado para operar na região de ruptura reversa com uma queda de tensão muito estável.

Diodo-emissor O diodo formado pelo emissor e a base de um transistor.

Diodos de compensação São os diodos usados em um seguidor de emissor *push-pull* classe B. Estes diodos têm curvas tensão-corrente que se igualam às curvas do diodo-emissor. Por isso, os diodos compensam as variações de temperatura.

Disparador de Schmitt Um comparador com histerese. Ele tem dois pontos de disparo. Isto o torna imune a ruídos de tensão, desde que os valores de pico a pico sejam menores que a histerese.

Dispositivo aberto Um dispositivo que tem uma resistência resultante infinita com uma corrente zero.

Dispositivo controlado por tensão Um dispositivo como um JFET ou MOSFET cuja saída é controlada por uma tensão na entrada.

Dispositivo em curto Um dispositivo que tem uma resistência de zero ohmns resultando em uma queda de tensão de zero volts em seus terminais.

Dispositivo não-linear Um dispositivo que tem um gráfico da corrente *versus* a tensão que não é uma linha reta. Um dispositivo que não pode ser tratado como um resistor comum.

Dissipação de potência O produto da tensão pela corrente em um resistor ou outro dispositivo não reativo. Taxa de calor produzido num dispositivo.

Dissipador de calor Uma estrutura de metal fixada no encapsulamento de um transistor para permitir que o calor interno se espalhe mais facilmente.

Distorção Uma modificação indesejável na forma ou na fase de um sinal ou de uma forma de onda. Quando isso acontece em um amplificador, a forma de onda na saída já não é uma réplica verdadeira da forma de onda na entrada.

Distorção harmônica A operação do transistor na extremidade superior da reta de carga com uma corrente na base que é um décimo da corrente no coletor. A razão desta supersaturação é garantir que o transistor permaneça saturado sobre quaisquer condições de operação, condição de temperatura, substituição do transistor etc.

Distorção por cruzamento A distorção na saída de um amplificador seguidor do emissor classe B resultante da polarização do transistor no corte. Esta distorção ocorre durante o período em que um transistor entra em corte e o outro transistor entra em condução. A distorção pode ser reduzida pela polarização dos transistores ligeiramente acima do corte, ou seja, classe AB.

Divisor de fase Um circuito que produz duas tensões de mesma amplitude, porém de fases opostas. Este circuito é útil no acionamento de amplificadores push-pull classe B. Se você imaginar um amplificador EC linearizado com um ganho de tensão de 1, então terá um divisor de fase, porque as tensões ca no coletor e nas resistências de emissor são iguais em magnitude e de fase oposta.

Divisor de tensão firme Um divisor de tensão cuja tensão na saída com carga está dentro de 1% de sua tensão de saída sem carga.

Doador Um átomo pentavalente, aquele que tem cinco elétrons de valência. Cada átomo pentavalente produz um elétron livre em um cristal de silício.

Dopagem O acréscimo de uma impureza, elemento químico, em um semicondutor intrínseco para alterar a condutividade do semicondutor. Impurezas doadoras ou pentavalentes aumentam o número de elétrons livres; impurezas aceitadoras ou trivalentes aumentam o número de lacunas.

Dreno O terminal de um transistor de efeito de campo que corresponde ao coletor de um transistor de junção bipolar.

E

Efeito avalanche Um fenômeno que ocorre em tensões reversas altas em uma junção *pn*. Os elétrons livres são acelerados a tal ponto que eles podem desalojar os elétrons de valência. Quando isto ocorre, os elétrons de valência tornam-se elétrons livres que desalojam outros elétrons de valência.

Efeito de campo O controle da largura da camada de depleção existente entre a porta e o canal de um transistor de efeito de campo. A largura

deste campo controla a intensidade de corrente no dreno.

Efeito piezoelétrico Uma vibração que ocorre quando um cristal é excitado por um sinal ca aplicado em suas placas.

Efeito Zener Algumas vezes chamado de *emissão por efeito de campo alto*, ele ocorre quando a intensidade de campo elétrico torna-se alta o suficiente para desalojar elétrons de valência em um diodo reversamente polarizado.

Eficiência A potência ca na carga dividida pela potência cc fornecida ao circuito e multiplicada por 100%.

Elétron livre Elétron que está fracamente preso a um átomo. Conhecido também como elétron da banda de condução, porque ele percorre uma órbita maior, que equivale a um nível de energia mais alto.

Emissor A parte de um transistor que é a fonte dos portadores de corrente. Para transistores *npn*, o emissor envia elétrons livres para a base. Para transistores *pnp*, o emissor envia lacunas para a base.

Energia térmica A energia cinética aleatória existente nos materiais semicondutores a uma temperatura finita.

Ensaio e erro Suponha que você tenha um problema envolvendo duas equações simultâneas. Em vez de resolvê-las de modo usual matematicamente por substituição, você pode supor uma resposta e depois calcular as incógnitas. Uma das incógnitas calculadas é a resposta verdadeira que você supôs. Você compara as respostas calculadas com as supostas para ver se são diferentes. Depois você supõe outra resposta que será mais próxima entre as respostas supostas e calculadas. Após várias tentativas, a diferença torna-se suficientemente pequena que você terá uma resposta aproximada.

Entrada diferencial A diferença entre os dois sinais de entrada nos terminais de entrada não inversora e inversora de um amplificador diferencial.

Entrada inversora A entrada de um amplificador diferencial ou amp op que produz uma saída invertida.

Entrada não inversora A entrada de um amplificador diferencial ou de um amp op que produz uma saída em fase.

Equalizador de atraso Um filtro ativo passa-todas usado para compensar o tempo de atraso de outro filtro.

Escada (*ladder*) R/2R Um circuito conversor de digital para analógico usando dois valores básicos de resistor arranjado em uma configuração como uma escada para reduzir o resultado do valor do resistor, melhorando a precisão da conversão e minimizando os efeitos de carregamentos.

Escala logarítmica Uma escala em que vários pontos são plotados de acordo com o logaritmo do número denominado. Esta escala comprime os valores muito altos e permite a plotagem de dados sobre muitas décadas.

Espelho de corrente Um circuito que funciona como uma fonte de corrente cujo valor é um reflexo da corrente que circula por um resistor e um diodo de polarização.

Estágio Uma parte funcional de um circuito contendo um ou mais dispositivos ativos podendo ser dividida.

Estágio acionador Um amplificador projetado para fornecer um nível adequado de sinal de entrada para um amplificador de potência.

Estágios em cascata Conexão de dois ou mais estágios de modo que a saída de um estágio seja a entrada do próximo.

Extrínseco Refere-se a um semicondutor dopado.

F

Faixa de bloqueio A faixa de freqüências na entrada sobre a qual um oscilador controlado por tensão (VCO) pode permanecer bloqueado até a freqüência de entrada. A faixa de bloqueio é normalmente especificada como uma porcentagem da freqüência VCO.

Fator de amortecimento A capacidade de um filtro em reduzir os picos ressonantes em sua saída. O fator de amortecimento α é inversamente proporcional ao fator Q do circuito.

Fator de atenuação da realimentação Uma indicação de quanto uma tensão na saída é atenuada antes de o sinal realimentado chegar à entrada.

Fator de correção Um número usado para descrever o quanto uma grandeza difere da outra. Este valor pode ser útil quando comparamos a corrente do emissor com a corrente no coletor e determinarmos a porcentagem de erro que poderia resultar.

Fator de degradação (fator de redução de capacidade) Um valor que informa quanto reduzir a especificação de potência para cada grau de temperatura acima da referência dada na folha de dados.

Fator de escala da freqüência (FEF) A fórmula usada para escalonar os pólos em freqüências numa proporção direta; freqüência de corte dividida por 1 kHz.

Fator de segurança A faixa de valores entre a corrente, a tensão etc. em operação atual e a especificação nominal máxima da folha de dados.

FET de óxido de Semicondutor e metal (MOSFET) Sempre usado em aplicações de chaveamento, este transistor tem uma dissipação de potência baixa mesmo com correntes altas.

FET de porta isolada (IGFET) Outro nome para o MOSFET, que tem uma porta isolada do canal, produzindo uma corrente de porta menor que em um JFET.

FET de potência Um MOSFET-E projetado para conduzir níveis de correntes adequados para o controle de motores, lâmpadas e fontes de alimentação chaveadas como comparado com o MOSFET-E de baixa potência usado em circuitos digitais.

Figuras de Lissajous Uma figura padrão que aparece em um osciloscópio quando relaciona sinais harmônicos aplicados nas entradas horizontal e vertical.

Filtro Uma malha eletrônica projetada para deixar passar ou rejeitar uma faixa ou uma banda de freqüências.

Filtro ativo Antigamente os filtros eram feitos de componentes passivos como indutores e capacitores. Alguns filtros ainda são feitos desse modo. O problema é que em baixas freqüências os indutores são volumosos no projeto de filtros passivos. Os amps op são outra opção para se montar filtros e eliminar o problema dos indutores volumosos e pesados em baixas freqüências. Qualquer filtro usando amp op é chamado de filtro ativo.

Filtro biquadrático Um filtro ativo, conhecido também por *filtro TT ou duplo T (Tow-Thomas)*, com capacidade de sintonizar independentemente seu ganho de tensão, freqüência de centro e largura da banda usando resistores separados.

Filtro Butterworth Este é um filtro projetado para produzir a resposta mais uniforme possível até a freqüência de corte. Em outras palavras, a tensão de saída permanece constante por quase todo o percurso até a freqüência de corte. Em seguida, ela diminui $20n$ dB por década, onde n é o número de pólos do filtro.

Filtro Chebyshev Um filtro de alta seletividade. A taxa de atenuação é muito maior que a dos filtros de Butterworth. O principal problema com este filtro é a ondulação na banda passante.

Filtro de banda de passagem Um filtro capaz de deixar passar uma faixa de freqüências de entrada com o mínimo de atenuação, mas bloqueando todas as freqüências abaixo e acima das freqüências de corte f_1 e f_2.

Filtro de banda estreita Um filtro passa-banda com um fator Q maior que 1 e deixa passar eficazmente freqüências de uma faixa baixa.

Filtro de banda larga Um filtro passa-bandas com um fator Q menor que 1 e efetivamente deixa passar uma larga faixa de freqüências.

Filtro de Bessel Filtro que fornece uma resposta na freqüência desejada, mas com um atraso na constante de tempo no passa-banda.

Filtro de estado variável Um filtro ativo sintonizado que mantém o fator Q constante quando a freqüência de centro varia.

Filtro de Sallen-key componentes iguais Um filtro ativo VCVS projetado usando dois valores de resistores iguais e dois valores de capacitores iguais. O fator Q do circuito é efetuado pelo ganho de tensão do circuito e determinado por $Q = \frac{1}{3 - Av}$.

Filtro notch Um filtro que bloqueia um sinal com pelo menos uma freqüência.

Filtro notch Sallen-Key de segunda ordem Um filtro ativo rejeita-banda VCVS com a capacidade de corte com decaimento abrupto. O fator Q do

circuito é dependente do ganho de tensão e é calculado por $Q = \frac{0,5}{2 - A}$.

Filtro passa-altas Um filtro capaz de bloquear uma faixa de freqüências de zero a uma freqüência de corte especificada f_c e deixando passar todas as freqüências acima da freqüência de corte.

Filtro passa-baixas Um filtro capaz de deixar passar uma faixa de freqüências de zero a uma freqüência especificada como f_c.

Filtro passa-baixas Sallen-Key Uma configuração de circuito de filtro ativo usando um amp op conectado como uma tensão controlada por fonte de tensão (VCVS). Este filtro tem a capacidade de implementar os filtros básicos de Butterworth, Chebyshev e aproximações de passa-baixas de Bessel.

Filtro passa-todas Um filtro especializado tendo a capacidade ideal de deixar passar todas as freqüências entre zero e infinito. Este filtro é chamado também de *filtro de fase* por causa de sua capacidade de deslocar a fase do sinal de saída sem mudar a magnitude.

Filtro passivo Um filtro montado usando resistores, capacitores e indutores sem o uso de dispositivos de amplificação.

Filtro rejeita-faixa Um filtro capaz de rejeitar uma faixa de freqüências de entrada deixando passar efetivamente todas as freqüências abaixo e acima das freqüências de corte f_1 e f_2. Este filtro é conhecido também como filtro de dente.

Flip-flop RS Um circuito eletrônico com dois estados. Conhecido também como *multivibrador*. Pode ser instável (como em um oscilador) ou pode exibir um ou dois estágios estáveis.

Fonte O terminal de um transistor de efeito de campo que pode ser comparado com o emissor de um transistor de junção bipolar.

Fonte de alimentação A seção de um sistema eletrônico que converte a tensão ca da linha em tensão cc. Esta seção fornece também a filtragem necessária e a regulação de tensão requerida pelo sistema.

Fonte de alimentação ininterrupta (UPS) Um dispositivo que contém uma bateria e um conversor cc-ca para ser usado durante uma falha de energia.

Fonte de corrente Idealmente, é uma fonte de energia que produz uma corrente constante através de uma resistência de carga de valor qualquer. Em uma segunda aproximação, inclui-se uma resistência de valor muito alto em paralelo com a fonte de energia.

Fonte de corrente controlada por corrente (ICIS) Um tipo de amplificador com realimentação negativa em que a corrente de entrada é amplificada para se obter uma corrente maior na saída, ideal por causa do ganho de corrente estabilizado, impedância de entrada zero, impedância de saída infinita.

Fonte de corrente firme Uma fonte de corrente cuja resistência interna é pelo menos 100 vezes maior que a resistência de carga.

Fonte de tensão Idealmente, é uma fonte de energia que produz uma tensão constante na carga para qualquer valor de resistência de carga. Uma segunda aproximação inclui uma pequena resistência interna em série com a fonte.

Fonte de tensão controlada por corrente (ICVS) Algumas vezes chamada de *amplificador de transresistência*, este tipo de amplificador com realimentaçao negativa tem uma corrente de entrada controlando a tensão na saída.

Fonte de tensão firme Uma fonte de tensão cuja resistência interna é pelo menos 100 vezes menor que a resistência de carga.

Fórmula Uma regra que relaciona grandezas. A regra pode ser uma equação, igualdade ou outra descrição matemática.

Fórmula experimental Uma fórmula ou uma equação encontrada por meio da experiência ou da observação. Ela representa uma lei existente na natureza.

Fórmulas derivadas Uma fórmula ou equação que é arranjada matematicamente de uma ou mais equações existentes.

Fotodiodo Um diodo reversamente polarizado que é sensível à luz. O aumento da intensidade luminosa aumenta os portadores minoritários que produzem a corrente reversa.

Fototransistor Um transistor com uma junção no coletor que fica exposta à luz apresentando maior sensibilidade à luz que um fotodiodo.

Fração de realimentação B A tensão realimentada dividida pela tensão na saída em um VCVS ou configuração de um amplificador não inversor.

Freqüência crítica Conhecida também como *freqüência de corte, freqüência de quebra, freqüência de quina* etc. Esta é a freqüência na qual a resistência total de um circuito *RC* é igual à reatância capacitiva total.

Freqüência de corte O mesmo que freqüência crítica. O nome corte é mais usado quando você está discutindo filtros porque é o termo que a maioria das pessoas usa.

Freqüência de corte (quina) A maior freqüência na banda passante de um filtro passa-baixas. Por ela estar na quina da banda passante, ela é chamada também de freqüência de quina. O valor da atenuação na freqüência de corte pode ser especificado como menor que 3 dB.

Freqüência de ganho unitário A freqüência em que o ganho de tensão de um amp op é 1. Ela indica o maior valor de freqüência que pode ser usado. Ela é importante porque é igual ao produto ganho-largura da banda.

Freqüência de potência média A freqüência em que a potência na carga é reduzida para a metade de seu valor máximo. Ela é chamada também de freqüência de corte porque o ganho de tensão é igual a 0,707 de seu valor máximo neste ponto.

Freqüência fundamental A menor freqüência que um cristal pode vibrar eficazmente e produzir uma saída. Esta freqüência é dependente do material da constante *K* do cristal e de sua espessura *t* onde $f = \frac{K}{t}$.

Freqüência modulada ou modulação em freqüência (FM) Uma técnica básica de comunicação eletrônica em que um sinal inteligente na entrada (modulação de sinal) causa uma variação em freqüência na saída (sinal portador).

Freqüência ressonante A freqüência de um circuito de adiantamento-atraso ou a freqüência de um circuito tanque LC onde o ganho de tensão e o deslocamento de fase são utilizáveis em oscilações.

Função de transferência As entradas e saídas de um circuito amp op podem ser tensões, correntes ou uma combinação das duas. Quando você usa números complexos para as grandezas de entrada e saída, a razão da saída para a entrada torna-se uma função da freqüência. O nome para esta razão é a função de transferência.

G

Ganho de corrente Abreviado por A_i, este valor representa a razão da corrente na saída dividida pela corrente na entrada.

Ganho de corrente ativo O ganho de corrente de um transistor na região ativa. Este ganho é fornecido normalmente pelas folhas de dados e é o que a maioria das pessoas quer dizer quando fala a respeito do ganho de corrente. (Veja também *ganho de corrente na saturação.*)

Ganho de corrente ca A razão entre corrente ca no coletor e a corrente ca na base de um transistor.

Ganho de corrente saturada O ganho de corrente de um transistor na região de saturação. O valor é menor que o ganho de corrente na ativa. Para uma saturação fraca, o ganho de corrente é ligeiramente menor que o ganho de corrente na ativa. Para uma saturação forte, o ganho de corrente é de aproximadamente 10.

Ganho de malha O produto do ganho de tensão diferencial *A* pela fração de realimentação *B*. O valor deste produto é geralmente muito alto. Se tomarmos qualquer ponto em um amplificador com um caminho de realimentação, o ganho de tensão a partir deste ponto indo em torno da malha é o ganho de malha. O ganho de malha é geralmente feito de duas partes: o ganho do amplificador (maior que 1) e o ganho do circuito de realimentação. O produto destes dois ganhos é o ganho de malha.

Ganho de potência A razão entre a potência de saída e a potência de entrada.

Ganho de potência em decibel A razão entre a potência de saída e a potência de entrada. Matematicamente definida como

$$A_{p(dB)} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}.$$

Ganho de tensão Ele é definido como a tensão na saída dividida pela tensão na entrada. Seu valor indica de quanto o sinal é amplificado.

Ganho de tensão diferencial Uma quantidade de amplificação desejada para um sinal de entrada em um amplificador diferencial, em vez da tensão de entrada em modo comum.

Ganho de tensão em decibel É um ganho de tensão definida, dado por 20 vezes o logaritmo do ganho normal de tensão.

Ganho de tensão em malha aberta Representado como AV_{OL} ou $f_{2(OL)}$, esta especificação designa o ganho de tensão máximo de um amp op sem realimentação.

Ganho de tensão em malha fechada Representada por $A_{V(CL)}$ ou A_{CL}, esta especificação representa o ganho de tensão de um amp op com um caminho de realimentação entre a saída e a entrada.

Ganho de tensão medido O ganho de tensão que você calcula por meio dos valores medidos das tensões de entrada e de saída.

Ganho de tensão projetado O ganho de tensão que você calcula por meio dos valores dos componentes do circuito no diagrama esquemático. Para um estágio EC, ele é igual à resistência ca do coletor dividida pela resistência ca do diodo emissor.

Ganho de tensão total O ganho de tensão total de um amplificador determinado pelo produto dos ganhos dos estágios individuais. Matematicamente calculado como $A_V = (A_{v1})(A_{v2})(A_{vx})$

Gatilho (disparo) Um pulso agudo de tensão ocorrente que é usado para disparar um tiristor ou outro dispositivo de chaveamento.

Gerador de média Um circuito com amp op projetado para fornecer uma tensão de saída igual ao valor médio de todas as tensões de entradas.

Gerador dente de serra Um circuito capaz de produzir uma forma de onda caracterizada por um tempo de subida lento e linear e um tempo de descida virtualmente instantâneo.

Germânio Um dos primeiros materiais semicondutores a ser usado. Assim como o silício, ele tem quatro elétrons de valência.

Grampeador Um circuito para adicionar uma componente cc em um sinal ca. Conhecido também como *restaurador cc*.

Grampeador positivo Um circuito que produz um deslocamento cc positivo de um sinal movendo todo o sinal de entrada para cima até que os picos negativos estejam em zero e os picos positivos em $2V_p$.

Grampeador positivo ativo Um circuito com amp op usado para adicionar uma componente cc positiva a um sinal de entrada.

Grandeza em malha fechada O valor de qualquer grandeza como ganho de tensão, impedância de entrada e impedância de saída que é variada pela realimentação negativa.

H

Harmônicas Uma onda senoidal cuja freqüência é um múltiplo inteiro de uma senóide fundamental.

Histerese A diferença entre os dois pontos de comutação de um disparador Schmitt. Quando usado em outra situação, histerese se refere à diferença entre os dois pontos de comutação na característica de transferência.

I

Impedância de saída Um outro termo usado para a impedância Thevenin de um amplificador. Isso quer dizer que o amplificador foi thevenizado, de modo que a carga vê apenas uma única resistência em série com o gerador Thevenin. Essa resistência única é a impedância Thevenin ou impedância de saída.

Inclinação inicial de uma onda senoidal A parte inicial de uma onda senoidal é uma reta. A inclinação desta reta é a inclinação inicial da senóide. Esta inclinação depende da freqüência e do valor de pico da senóide.

Indicador (*flag*) Uma tensão que indica a ocorrência de um evento. Tipicamente, uma tensão baixa significa que o evento não ocorreu, enquanto uma tensão alta significa que ocorreu. A saída de um comparador é um exemplo de indicador.

Integração em escala muito alta (VLSI) A incrustação de milhares ou centenas de milhares de componentes em uma única pastilha (chip).

Integração em escala ultra-ampla (ULSI) A incrustação de mais de 1 milhão de componentes em uma única pastilha (chip).

Integrador Um circuito que desempenha a função matemática da integração. Uma aplicação comum é na geração de rampas por meio de pulsos retangulares. É assim que a base de tempo dos osciloscópios é gerada.

Interface Um componente ou circuito eletrônico que permite um tipo de dispositivo ou circuito a se comunicar com ou controlar outro dispositivo ou circuito.

Interferência de radiofreqüência (RFI) A interferência das ondas eletromagnéticas de alta freqüência provenientes dos dispositivos eletrônicos.

Interferência eletromagnética (EMI) A potência ca na carga dividida pela potência cc fornecida ao circuito multiplicada por 100%.

Intrínseco Refere-se a um semicondutor puro. Um cristal que tenha somente átomos de silício é puro ou intrínseco.

Inversor CMOS Um circuito com transistores MOS complementares. A tensão de entrada é baixa ou alta e a tensão de saída pode ser alta ou baixa.

Inversor de sinal Um circuito com amp op que pode ser ajustado para ter um ganho de tensão de +1 ou -1. Matematicamente expresso por $-1<A_v<1$.

J

Junção O limite em que os semicondutores de tipo *p* e *n* se encontram. Alguns fenômenos especiais acontecem na junção *pn* tais como a camada de depleção, a barreira de potencial etc.

Junção de solda fria Uma conexão de solda que apresenta mau contato proveniente do calor insuficiente aplicado durante o processo de soldagem. A junção de solda fria pode agir como uma conexão intermitente ou mesmo perder a conexão.

Junção *pn* O encontro dos semicondutores tipo *p* e tipo *n*.

L

Lacuna Um lugar vago na órbita de valência. Por exemplo, cada átomo de um cristal de silício normalmente tem oito elétrons na órbita de valência. A energia térmica pode desalojar um dos elétrons de valência, produzindo uma lacuna.

Largura de banda A diferença entre as duas freqüências críticas dominantes de um amplificador. Se o amplificador não tiver freqüência crítica inferior, a largura de banda é igual à freqüência crítica superior.

Largura da banda em malha aberta A resposta em freqüência de um amp op sem um caminho de realimentação entre a saída e a entrada. A freqüência de corte $f_{2(OL)}$ é normalmente muito baixa devido ao capacitor de compensação interna.

Largura de banda de potência (grandes sinais) A maior freqüência que um amp op pode funcionar sem distorção no sinal de saída. A largura de banda para grandes sinais é inversamente proporcional ao valor de pico.

Laser reduzido Obtenção de um valor de resistor muito preciso pela retirada de áreas de resistência em uma pastilha de semicondutor usando laser.

Lei Resumo de uma relação que existe na natureza e pode ser verificada experimentalmente.

Ligação covalente Os elétrons compartilhados entre os átomos de silício em um cristal representam ligações covalentes porque os átomos adjacentes de silício atraem os elétrons compartilhados, semelhante a dois times num jogo de tração sobre uma corda.

Limiar (*thereshold*) O ponto de disparo ou valor de tensão de entrada de um comparador que provoca a mudança de estado da tensão de saída.

Limitação de corrente Redução eletrônica da tensão de alimentação de modo que a corrente não exceda um limite predeterminado. Isso é necessário para proteger diodos e transistores, que normalmente são danificados mais rapidamente que o fusível sob condições de carga curto-circuitada.

Limitação por retrocesso de corrente O limite de corrente simples permite que a corrente na

carga alcance um valor máximo, enquanto a tensão é reduzida a zero. O limite de corrente desdobrado executa essa função com um passo a mais. Ele permite que a corrente alcance um valor máximo. Depois, se a resistência na carga diminuir ainda mais ele reduz a corrente na carga e a tensão na carga. A vantagem principal do limite desdobrado é uma dissipação de potência menor no transistor em série na condição de carga em curto.

Limitador positivo Um circuito que ceifa a parte positiva de um sinal de entrada.

Limite de alta freqüência A freqüência acima da qual um capacitor age como um curto para ca. Alem disso, é a freqüência em que a reatância é um décimo da resistência em serie total.

Linear Geralmente se refere ao gráfico da corrente *versus* a tensão para um resistor.

Linearização O uso de um resistor ou outro componente para anular o efeito de outro componente do circuito. Um resistor de emissor sem desvio é geralmente utilizado para anular os efeitos do valor de r'_e do transistor.

Logaritmo natural O logaritmo de um número na base *e*. Os logaritmos naturais podem ser usados quando analisamos a carga e descarga dos capacitores.

LSI Integração em larga escala. Circuitos integrados com mais de 100 componentes integrados.

M

Malha de fase amarrado Um circuito eletrônico que usa realimentação e um comparador de fase para controlar a freqüência ou a velocidade.

Malha de terra Se você usa mais de um ponto de terra em um amplificador de estágios múltiplos, a resistência entre os pontos de terra produzirão uma pequena tensão de realimentação indesejável. Isto é uma malha de terra. Ela pode causar oscilações indesejáveis em alguns amplificadores.

Média geométrica A freqüência de centro f_0 de um filtro passa-banda calculada matematicamente por $f_o = \sqrt{f_1 f_2}$

Misturador de sinal (*mixer*) Um circuito amp op que pode ter um ganho de tensão diferencial para cada um dos vários sinais de entrada. O sinal total na saída é uma superposição dos sinais de entrada.

Modelo de Ebers-Moll Um modelo ca prematuro de um transistor conhecido também como *modelo T*.

Modelo T Um modelo ca para o transistor visto como um T do seu lado. O diodo emissor funciona como uma resistência ca e o diodo coletor como uma fonte de corrente.

Modelo Π Um modelo ca de um transistor que tem a forma da letra grega simbolizada por Π.

Modulação de sinal Uma freqüência baixa ou um sinal de entrada inteligente (geralmente voz ou dados de informação) usado para controlar a amplitude, freqüência, fase ou outra condição de um sinal de saída.

Modulação por largura de pulso Controle da largura de uma onda retangular com a finalidade de adicionar inteligência ou para controlar o valor cc médio.

Modulação por posição de pulso Um procedimento em que os pulsos mudam de posição de acordo com a amplitude do sinal analógico.

Monoestável Um circuito de chaveamento digital com um estado estável. Este circuito é chamado também de *disparo* e é usado em circuitos temporizadores.

Monotônico A descrição de um filtro que não apresenta ondulações no rejeita-faixas.

MOS complementar (CMOS) Um método de redução na corrente do dreno de um circuito digital pela combinação de MOSFETs canal *n* e canal *p*.

MOS vertical (VMOS) Um MOSFET de potência com um canal com uma forma geométrica em V que permite ao transistor conduzir correntes de valores altos e bloquear tensões altas.

MOSFET modo crescimento, intensificação ou enriquecimento Um FET com uma porta isolada que utiliza a camada de inversão para controlar a sua condutividade.

MOSFET no modo de depleção Um FET com uma porta isolada que utiliza a ação da camada de depleção para controlar a corrente no dreno.

Mostrador (display) de sete segmentos Um mostrador contendo sete LEDs retangulares.

Motor de popa Um som pipocado que vem de um alto-falante. Ele indica que um amplificador está oscilando com uma freqüência baixa. A causa é geralmente a fonte de alimentação que apresenta uma impedância equivalente de Thevenin muito alta.

MSI Integração em média escala. Circuitos que contêm de 10 a 100 componentes integrados.

Multiplexação Uma técnica que permite que mais de um sinal seja transmitido concorrentemente sobre um meio simples.

Multiplicador de tensão Um circuito de fonte de alimentação de corrente contínua usado para elevar a tensão ca sem transformador.

Multivibrador Um circuito com realimentação positiva e dois dispositivos ativos projetados de modo que um dispositivo conduz enquanto o outro está em corte. Existem três tipos: um astável, um flip-flop e um monoestável. O multivibrador astável ou oscilador produz uma saída retangular, semelhante a um oscilador de relaxação.

O

Oitava Um fator de 2. Muitas vezes usado com freqüências de razão 2, pois uma oitava de freqüência se refere a uma variação de 2:1 na freqüência.

Ondulação (*ripple*) Com um filtro com capacitor de entrada, a elevação e diminuição da tensão na carga causada pela carga e descarga do capacitor.

Operação em classe A Significa que um transistor conduz por todo o ciclo ca sem entrar na saturação ou no corte.

Operação em classe AB Um amplificador de potência polarizado de modo que cada transistor conduza um pouco mais que 180° do sinal de entrada para reduzir a distorção por cruzamento.

Operação em classe B A polarização de um transistor de modo que ele conduza por apenas metade do ciclo ca.

Operação em classe C Polarização de um amplificador com transistor de modo que a corrente circule por menos de 180° do ciclo ca de entrada.

Operação em grande sinal Um amplificador em que o sinal ca de entrada de pico a pico faz com que o transistor utilize toda ou quase toda a reta de carga.

Operação em pequeno sinal Refere-se a uma tensão de entrada que produz apenas pequenas variações na corrente e na tensão. Nossa regra para um transistor que opera em pequeno sinal é que a corrente de pico a pico no emissor seja menor que 10% da corrente cc do emissor.

Optoeletrônica Uma tecnologia que combina óptica e eletrônica, incluindo vários dispositivos baseados na ação de uma junção *pn*. Exemplos de dispositivos optoeletrônicos são LEDs, fotodiodos e acopladores ópticos.

Ordem de um filtro Uma descrição básica da eficiência de um filtro. Geralmente, quanto maior a ordem de um filtro, mais próximo estará da resposta ideal. A ordem de um filtro passivo depende do número de indutores e capacitores. A ordem de um filtro ativo é determinada pelo número de circuitos RC ou pólos que ele tem.

Oscilações Para um amplificador é a sua destruição. Quando um amplificador tem uma realimentação positiva, ele pode entrar em oscilações, o que é indesejado para sinais de alta freqüência. Esse sinal não tem relação com o sinal de entrada amplificado. Por isso, as oscilações interferem no sinal desejado. As oscilações fazem com que um amplificador torne-se inútil. Esse é o motivo pelo qual um capacitor de compensação é usado com um amp op; ele evita que as oscilações aconteçam.

Oscilações parasitas São oscilações de freqüências muito altas que fazem com que aconteçam todos os tipos de coisas estranhas. O circuito funciona de modo errado, osciladores podem produzir mais que uma freqüência de saída, os amps op terão compensações incontáveis, a fonte de alimentação terá ondulações (ripples) inexplicáveis, os displays de vídeo apresentarão manchas de fundo parecidas com neve (efeito neve) etc.

Oscilador Armstrong Um circuito que pode ser identificado pelo uso de um transformador de acoplamento para o sinal de realimentação.

Oscilador clapp Uma configuração de um oscilador Colpitts com sintonia em série mencionada por sua ótima estabilidade.

Oscilador Colpitts Um dos osciladores *LC* mais amplamente usados. Ele consiste em um transistor bipolar ou FET e um circuito ressonante *LC*. Você pode identificá-lo porque ele possui dois capacitores no circuito-tanque. Ele funciona como um divisor de tensão capacitivo que produz uma tensão de realimentação.

Oscilador Colpitts com FET Um oscilador com FET em que o sinal de realimentação é aplicado no terminal da porta.

Oscilador com cristal de quartzo Um circuito oscilador preciso e muito estável que usa o efeito piezoelétrico de um cristal de quartzo para estabelecer sua freqüência de oscilação.

Oscilador controlado por tensão (VCO) Um circuito oscilador em que a freqüência de saída é uma função uma tensão de controle cc; também chamado de *conversor tensão freqüência.*

Oscilador de cristal Pierce Uma configuração popular de oscilador que usa transistores de efeito de campo, mais usado devido à sua simplicidade.

Oscilador de Hartley Um circuito identificado por um circuito tanque derivado indutivamente.

Oscilador de relaxação Um circuito que cria ou gera um sinal ca de saída sem um sinal ca de entrada. Este tipo de oscilador depende da carga e descarga de um capacitor por um resistor.

Oscilador duplo T (*twin T*) Um oscilador que recebe a realimentação positiva para a entrada não inversora por um divisor de tensão e a realimentação negativa por um filtro duplo T (*twin T*).

Oscilador em ponte de Wien Um oscilador *RC* que consiste em um amplificador e uma ponte de Wien. Ele é ideal para gerar freqüências de 5 Hz a 1 MHz.

P

Par Darlington Dois transistores conectados em uma configuração Darlington. O par pode ser montado por transistores individuais ou um par Darlington embutido em um único encapsulamento.

Parâmetros h Um método matemático prematuro para a representação do funcionamento de transistores. Ainda usado em folhas de dados.

Parâmetros r' Um modo de caracterizar um transistor. Este modelo usa grandezas como β e r'_e.

Passa bandas A faixa de freqüências que pode passar eficazmente com mínimo de atenuação.

Periódico Um adjetivo que descreve uma forma de onda que repete a mesma forma básica de ciclo em ciclo.

Polarização com *pnp* invertido Quando você tem uma fonte de alimentação positiva e um transistor *pnp*, é comum desenhar o transistor invertido. Isso é especialmente útil quando o circuito usa os transistores *npn* e *pnp*.

Polarização com realimentação do dreno Um método de polarização do FET em que um resistor é conectado entre os terminais do dreno e da porta do transistor. Um aumento ou diminuição na corrente do dreno resulta em uma diminuição ou aumento correspondente na tensão do dreno. Essa tensão realimenta a porta que estabiliza o ponto *Q*.

Polarização da base A pior forma de polarizar um transistor para usá-lo na região ativa. Este tipo de polarização estabelece uma corrente de base de valor fixo.

Polarização da fonte de corrente Um método de polarização de FET que usa um transistor de junção bipolar, configurado como uma fonte de corrente constante, para controlar a corrente no dreno.

Polarização da porta Um método simplificado de polarizar um FET pela conexão de uma fonte de tensão com um resistor de fonte ao terminal da porta. Este método de polarização não é adequado para a polarização na região ativa devido à extensa faixa de valores nos parâmetros do FET. Este método de polarização é mais adequado para a polarização do FET na região ôhmica.

Polarização de emissor A melhor forma de polarizar um transistor para operar na região ativa. A idéia principal é estabelecer um valor fixo para a corrente do emissor.

Polarização direta A aplicação de uma tensão externa para vencer a barreira de potencial.

Polarização do emissor com fonte dupla (PEFD) Uma fonte de alimentação que produz as tensões positiva e negativa de alimentação.

Polarização por divisor de tensão (VDB) Um circuito de polarização em que o circuito da base contém um divisor de tensão que parece estável para a resistência de entrada da base.

Polarização por realimentação do coletor Uma tentativa de se estabilizar o ponto Q de um circuito com transistor pela conexão de um resistor entre os terminais do coletor e da base.

Polarização por realimentação do emissor Estabilização do ponto *Q* de um circuito de base polarizada pela adição de um resistor no emissor. O resistor no emissor proporciona uma realimentação negativa.

Polarização reversa Aplicação de uma tensão externa por um diodo para auxiliar a barreira de potencial. O resultado é uma corrente quase nula. A única exceção é quando você excede a tensão de ruptura. Se a tensão reversa é alta suficiente, ela pode produzir a ruptura por meio da avalanche ou do efeito Zener.

Pólo de freqüência Uma freqüência especial usada nos cálculos dos filtros ativos de ordens superiores.

Pólos O número de circuitos RC em um filtro ativo. O número de pólos em um filtro ativo determina a ordem e a resposta do filtro.

Ponte de solda Um espirro de solda indesejável conectando duas linhas condutoras ou trilhas do circuito.

Ponto de corte Aproximadamente o mesmo que a extremidade inferior da reta de carga. O ponto exato do corte ocorre onde a corrente de base é igual a zero. Nesse ponto, há uma pequena corrente de fuga no coletor, o que significa que o ponto de corte está ligeiramente abaixo da extremidade inferior da reta de carga cc.

Ponto de disparo O valor da tensão de entrada que chaveia a saída de um comparador ou disparador de Schmitt.

Ponto de disparo mínimo (LTP) Uma das duas tensões de entrada em que a tensão de saída varia de estado. LTP = $-BV_{sat}$.

Ponto de disparo superior (PDS) Uma das duas tensões de entrada em que a tensão na saída muda de estado. $PDS = B_{Vsat}$.

Ponto de saturação Aproximadamente o mesmo que a extremidade superior da reta de carga. A localização exata do ponto de saturação é ligeiramente abaixo, porque a tensão coletor-emissor não é exatamente zero.

Ponto *Q* ótimo O ponto onde a reta de carga ca tem uma variação máxima no sinal igual nos dois semiciclos.

Ponto quiescente (ponto *Q*) O ponto de operação encontrado pela plotagem da corrente e tensão no coletor

Porta O terminal de um transistor de efeito de campo que controla a corrente no dreno. Pode ser também o terminal de um tiristor usado para levar o componente ao estado de condução.

Portador majoritário Portadores que podem ser elétrons livres ou lacunas. Se os elétrons livres estão em maior número que as lacunas, os elétrons livres são os portadores majoritários. Se as lacunas estão em maior número que os elétrons livres, as lacunas são os portadores majoritários.

Portador minoritário Os portadores que estão em minoria. (Veja a definição de *portador majoritário.*)

Portadora O sinal de saída em alta freqüência de um transmissor que faz variar em amplitude, freqüência ou fase por uma modulação no sinal.

Potência na carga A potência ca no resistor de carga.

Potência nominal A potência máxima que pode ser dissipada em um componente ou dispositivo que opera de acordo com as especificações do fabricante.

Preamp Um amplificador projetado para operar com aplicação de níveis de sinais baixos. Suas funções principais são as de promover os valores de impedância de entrada necessários e para produzir um valor de sinal de saída exigido pelo próximo estágio amplificador.

Pré-distorção Uma diminuição no valor projetado do fator Q para compensar as limitações da largura da banda do amp op.

Pré-regulador O primeiro dos dois diodos Zener usado para acionar uma configuração de circuito regulador a Zener. O pré-regulador fornece uma entrada cc adequada para o regulador.

Princípio da dualidade Para qualquer teorema de análise de circuito elétrico existe um teorema dual (oposto) em que valores originais de um substituem valores originais duais ou opostos. Este princípio pode ser aplicado aos teoremas de Thevenin e Norton.

Produto ganho largura de banda (GBP) Uma freqüência alta em que o ganho do amplificador é de 0 dB (unitário).

Proteção contra curto-circuito Uma característica da maioria das fontes de alimentação modernas. Essa característica geralmente significa que a fonte de alimentação tem algum tipo de limitação eletrônica de corrente que evita correntes excessivas de saída sob condições de curto-circuito.

Protótipo Um circuito básico que um projetista pode modificar para obter um circuito mais avançado.

R

Razão de rejeição da fonte de alimentação (RRFA) É a variação na tensão de compensação (*offset*) na entrada dividida pela variação na tensão de alimentação.

Razão de rejeição em modo comum (CMRR) A razão do ganho diferencial para o ganho em modo comum de um amplificador. É a medida da capacidade de rejeitar um sinal em modo comum e é geralmente expresso em decibéis.

Realimentação ca do emissor O sinal ca desenvolvido na resistência do emissor r_e sem desvio.

Realimentação de dois estágios Uma configuração de circuito em que uma parte do sinal de saída do segundo estágio é realimentada para o primeiro estágio para controlar o ganho total e a estabilidade.

Realimentação de tensão Este é um tipo de realimentação em que o sinal realimentado é proporcional à tensão de saída.

Realimentação múltipla (RM) Um filtro ativo projetado usando mais de um caminho para a realimentação. Os caminhos de realimentação são geralmente aplicados à entrada não inversora do amp op por meio de um resistor separado e capacitor.

Realimentação negativa A alimentação de um sinal que volta para a entrada de um amplificador que é proporcional ao sinal na saída. O sinal que retorna tem uma fase que é oposta à do sinal na entrada.

Realimentação positiva A realimentação na qual o retorno do sinal contribui para aumentar o efeito da tensão de entrada.

Recombinação A união de um elétron livre com uma lacuna.

Recortador Um circuito com JFET que usa uma chave em paralelo ou em série para converter a tensão cc de entrada em uma onda quadrada na saída

Redução ao absurdo Uma estratégia usada quando um dispositivo pode estar operando como uma fonte de corrente ou como um resistor. Você admite que o dispositivo esteja funcionando como uma fonte de corrente e prossegue com os cálculos. Se quaisquer respostas contraditórias aparecerem, você sabe que o que foi admitido inicialmente está errado. Então, pode mudar para o modelo do resistor e finalizar os cálculos. A redução ao absurdo geralmente funciona quando você tem um sistema de dois estados e não sabe em qual estado ele está.

Referência de tensão Um circuito que produz uma tensão na saída extremamente precisa e estável. Este circuito é geralmente encapsulado como um CI de função especial.

Reforçador de corrente Um dispositivo, geralmente um transistor, que aumenta a corrente máxima admissível na carga de um circuito amp op.

Reforçador ou seguidor (*buffer*) Um amplificador de ganho unitário (seguidor de tensão) tendo uma alta impedância de entrada e uma baixa impedância de saída, usado primariamente para produzir um isolamento entre duas partes de um circuito.

Região ativa Algumas vezes chamada de *região linear*. Refere-se à parte da curva do coletor que é aproximadamente horizontal. Um transistor opera na região ativa quando ele é usado como amplificador. Na região ativa, o diodo emissor é polarizado diretamente, o diodo coletor é polarizado reversamente, a corrente no coletor é quase igual à corrente no emissor e a corrente na base é muito menor que ambas as correntes do emissor ou do coletor.

Região de corte A região onde a corrente de base é zero em uma configuração EC. Nessa região o diodo-emissor e o diodo coletor não conduzem. A única corrente do coletor é uma corrente muito pequena produzida por portadores minoritários e pela corrente de fuga de superfície.

Região de fuga A região do gráfico de um diodo Zener polarizado reversamente entre a corrente zero e a ruptura.

Região de ruptura Para um diodo ou transistor, é a região onde ocorre a avalanche ou o efeito Zener. Com exceção do diodo Zener, a operação na região de ruptura deve ser evitada sob todas as circunstâncias porque ela normalmente destrói o dispositivo.

Região de saturação A parte das curvas do coletor que começa na origem e inclina-se para a direita até o início da região ativa ou horizontal. Quando um transistor opera na região de saturação, a tensão coletor-emissor é tipicamente de apenas alguns décimos de volt.

Região ôhmica A parte da curva de drêno que começa na origem e termina no ponto da tensão de constrição proporcional.

Regulação de carga A variação na tensão regulada na carga quando a corrente de carga varia do seu valor mínimo ao seu valor máximo especificado.

Regulação de fonte A variação na tensão de saída de uma fonte quando a tensão de entrada ou da fonte varia de um valor mínimo a um valor máximo especificado.

Regulação de linha Uma especificação de fonte de alimentação que indica quanto a tensão na saída irá variar para uma dada variação na tensão de linha de entrada.

Regulador buck-boast A topologia básica para um circuito regulador chaveado em que a tensão de saída é menor que a tensão de entrada.

Regulador chaveado Um regulador linear usa um transistor que opera na região linear. Um regulador chaveado usa um transistor que chaveia entre a saturação e o corte. Por isso, o transistor opera na região ativa apenas durante o tempo curto em que ele muda de estado. Isso quer dizer que a dissipação de potência do transistor de passagem é muito menor que no caso do regulador linear.

Regulador de tensão Um dispositivo ou circuito que mantém a tensão na carga praticamente constante, ainda que a corrente da carga e a tensão da rede variem. Idealmente, um regulador de tensão é uma fonte de tensão firme com uma resistência equivalente de Thevenin ou resistência de saída próxima de zero.

Regulador linear O regulador em série é um exemplo de um regulador linear. O que torna um regulador linear é o fato de que o transistor de passagem opera na região linear ou ativa. Outro exemplo de regulador linear é o regulador paralelo. Nesse tipo de regulador, um transistor é colocado em paralelo com a carga. Novamente, o transistor opera na região ativa, assim o regulador é classificado como um regulador linear.

Regulador paralelo Um circuito regulador de tensão em que o dispositivo de regulação está em paralelo com a carga. Ele pode ser um simples diodo Zener, Zener/transistor ou uma configuração que combina, Zener/transistor/amp op.

Regulador reforçador (*boost*) A topologia básica para um circuito regulador chaveado em que a tensão de saída é maior que a tensão de entrada.

Regulador reforçador de buck-boast A topologia básica para um circuito regulador chaveado em que a tensão positiva de entrada produz uma tensão negativa na saída.

Regulador série Este é o tipo mais comum de regulador linear. Ele usa um transistor em série com a carga. O regulador funciona devido a uma tensão de controle na base do transistor que altera sua corrente sua tensão o necessário para manter a tensão na carga praticamente constante.

Regulador Zener Um circuito formado por uma fonte de alimentação ou uma entrada cc

conectada a um resistor em série e um diodo Zener. A tensão na saída deste circuito é menor que a tensão de saída da fonte de alimentação. Ele também é conhecido como regulador de tensão Zener.

Rejeição à ondulação Usada em reguladores de tensão. Ela informa o quanto o regulador de tensão rejeita ou atenua a ondulação de entrada. As folhas de dados geralmente a apresentam em decibéis, em que cada 20 dB representa um fator de diminuição de 10 na ondulação.

Rejeita banda A faixa de freqüências que é bloqueada efetivamente ou não pode passar da entrada para a saída.

Resistência ca A resistência de um dispositivo para um pequeno sinal ca. A razão entre uma variação na tensão para uma variação na corrente. A idéia principal aqui é a variação em torno do ponto de operação.

Resistência ca do coletor A resistência total da carga ca vista pelo circuito do coletor. Ela é sempre a combinação em paralelo de R_C e R_L. Este valor é importante para o ganho de tensão de um amplificador em base comum ou amplificador em emissor comum.

Resistência ca do emissor A tensão ca base-emissor dividida pela corrente ca no emissor. Este valor é normalmente listado com r'_e e pode ser calculado por $r'_e = \frac{25\text{ mV}}{I_E}$. Este valor é importante para a determinação da impedância de entrada e para o ganho de um amplificador TJB.

Resistência de corpo A resistência ôhmica do material semicondutor.

Resistência negativa A propriedade de um componente eletrônico em que um aumento na tensão direta produz uma diminuição na corrente direta sobre a porção de sua curva característica V/I.

Resistência térmica Um valor característico da transferência de calor usado pelos projetistas para determinar a temperatura no encapsulamento dos semicondutores e a dissipação do calor necessário.

Resistência Zener A resistência de corpo de um diodo Zener. Ela é muito baixa se comparada com a resistência de limitação de corrente em série com o diodo Zener.

Resistor de carga ativa Um FET com sua porta conectada ao dreno. O que resulta em um dispositivo de dois terminais equivalente a um resistor.

Resistor de pullup (elevador) Um resistor que o técnico precisa adicionar a um dispositivo CI para fazê-lo operar corretamente. Um dos terminais do resistor de alimentação positiva é conectado ao dispositivo e o outro é conectado ao positivo da fonte de alimentação.

Resistor de realimentação Um resistor conectado em um circuito com a finalidade de desenvolver um sinal de realimentação negativa por ele. Este resistor é usado para controlar o ganho e a estabilidade de um amplificador.

Resistor sensor de corrente Um resistor de baixo valor conectado em série com um transistor, usado para controlar a corrente máxima de saída de um regulador de tensão em série. Este resistor desenvolve uma queda de tensão proporcional à corrente na carga. Se a corrente na carga for excessiva, a queda de tensão ativará um dispositivo que limitará a corrente na saída.

Resposta de primeira ordem A resposta em freqüência de um filtro passivo ou ativo que tem um decaimento de 20 dB por década.

Resposta em freqüência O gráfico do ganho de tensão *versus* freqüência de um amplificador.

Reta de carga Um recurso utilizado para encontrar os valores exatos de corrente e tensão em um diodo.

Reta de carga ca O lugar exato dos pontos de operação instantânea quando um sinal ca está acionando o transistor. Esta reta de carga é diferente da reta de carga cc uma vez que a resistência de carga ca é diferente da resistência de carga cc.

Retificador controlador de silício (SCR) Um tiristor com três terminais externos denominados anodo, catodo e gatilho. Por meio do gatilho, pode-se levar o SCR para a condução, porém não se pode levá-lo para o corte. Uma vez que o SCR esteja em condução, você tem de reduzir a sua corrente para um valor abaixo da corrente de manutenção para levá-lo ao corte.

Retificador de meia-onda Um retificador com apenas um diodo em série com o resistor de carga. A saída é uma tensão retificada de meia onda.

Retificador de meia onda ativo Um circuito com amp op capaz de retificar sinais com tensões de entrada abaixo de 0,7 V. Este circuito faz uso de um ganho em malha aberta muito alto de um amp op e é conhecido também como um retificador de precisão.

Retificador de onda completa Um retificador com derivação central (*center tap*) no enrolamento do secundário e dois diodos que funcionam como dois retificadores de meia onda, um de costas para o outro. Um diodo fornece um semiciclo para a saída e o outro diodo fornece o outro semiciclo. A saída é uma tensão retificada de onda completa.

Retificador em ponte O tipo mais comum de circuito retificador. Ele tem quatro diodos, dois dos quais conduzem ao mesmo tempo. Para um dado transformador, ele produz a maior tensão cc de saída com a menor ondulação (*ripple*).

Retificadores Circuitos pertencente a uma fonte de alimentação que permite que a corrente circule em apenas um sentido. Estes circuitos convertem a forma de onda ca na entrada em uma forma de onda pulsante cc na saída.

Retorno cc Refere-se a um caminho para a corrente direta. Muitos circuitos com transistor não funcionarão a menos que exista um caminho cc entre os três terminais e o terra. Um amplificador diferencial e um amp op são exemplos de dispositivos que precisam ter um caminho de retorno cc dos seus pinos de entrada para o terra.

Ruído térmico Um ruído gerado pelo movimento aleatório dos elétrons livres dentro de um resistor ou outro componente. Ele é também chamado de ruído de Jonhson.

Ruptura Quando um transistor conduz por tensão alta, a tensão nele permanece alta. Porém, em um tiristor, a ruptura direta leva-o à saturação. Em outras palavras, a avalanche direta se refere à forma como um tiristor chega à ruptura e imediatamente depois entra na saturação.

S

Saída de dois estados É a tensão na saída de um circuito digital ou de chaveamento. Ele é chamado de dois estados porque a saída tem somente dois estados estáveis: baixo e alto. A região entre as tensões baixa e alta é instável, pois o circuito não pode ter nenhum valor nesta faixa exceto temporariamente quando estiver chaveando entre os estados.

Saída diferencial O valor da tensão na saída de um amplificador diferencial que é a diferença entre as tensões nos dois coletores.

Saída simples A tensão na saída de um amplificador diferencial tomada a partir de um dos coletores em relação ao terra.

Saturação ca A extremidade superior na reta de carga ca. Neste ponto, o transistor entra em saturação e ceifa o sinal ca.

Saturação forte A operação de um transistor na extremidade superior da reta de carga com uma corrente de base que é um décimo da corrente de coletor. A razão da alta corrente de base é para certificar-se de que o transistor permanece saturado sob todas as condições de operação, condições de temperatura, substituição do transistor etc.

Saturação fraca A operação de um transistor na extremidade superior da reta de carga com uma corrente de base apenas suficiente para produzir a saturação.

Seguidor Uma função de "seguir" em que a tensão na entrada inversora aumenta ou diminui imediatamente no mesmo valor que a tensão na entrada não inversora inicia.

Seguidor de emissor O mesmo que um *amplificador CC*. O nome *seguidor de emissor* ficou mais conhecido porque ele descreve melhor como o circuito funciona. A tensão ca no emissor segue a tensão ca na base.

Seguidor de fonte O amplificador JFET mais importante. Ele é usado mais que qualquer outro amplificador com JFET

Seguidor de tensão Um circuito amp op que usa realimentação de tensão não invertida. O circuito tem uma impedância de entrada muito alta, uma impedância de saída muito baixa e um ganho de tensão de 1. Ele é ideal para ser usado como um reforçador (*buffer*).

Seguidor Zener Um circuito formado por um regulador Zener e um seguidor de emissor. O transistor permite que o diodo Zener opere com níveis de corrente muito baixos quando comparado com um regulador Zener comum. Este circuito apresenta também uma característica de baixa impedância de saída.

Segunda aproximação Uma aproximação que acrescenta algumas características a mais que a aproximação ideal. Para um diodo ou transistor, essa aproximação inclui a barreira de potencial no modelo do dispositivo. Para diodos ou transistores de silício, isso quer dizer 0,7 V a mais na análise.

Semicondutor Uma vasta categoria de materiais com quatro elétrons de valência e propriedades elétricas entre as do condutor e as do isolante.

Semicondutor tipo *n* Um semicondutor que contém mais elétrons livres que lacunas.

Semicondutor tipo *p* Um semicondutor no qual existem mais lacunas que elétrons livres.

Silício O material semicondutor mais usado. Ele tem 14 prótons e 14 elétrons em órbita. Um átomo de silício isolado tem quatro elétrons na órbita de valência. Um átomo de silício que faz parte de um cristal tem oito elétrons na órbita de valência por causa do compartilhamento dos quatro elétrons do átomo vizinho.

Sinal em modo comum Um sinal que é aplicado com a mesma amplitude nas duas entradas de um amplificador diferencial ou um amp op.

Sobrecarga O uso de uma resistência de carga de valor muito baixo pode diminuir o ganho de tensão de um amplificador por uma quantidade observável. Em termos do teorema de Thevenin, o sobrecarregamento ocorre quando a resistência de carga é menor comparada com a resistência equivalente de Thevenin.

Somador Um circuito com amp op cuja tensão de saída é a soma de duas ou mais tensões de entrada.

SSI Integração em baixa escala. Refere-se aos circuitos integrados que contêm 10 componentes ou menos integrados em uma pastilha de semicondutor.

Substrato Uma região no MOSFET modo de depleção localizada do lado oposto da porta, formando um canal por onde os elétrons circulam da fonte para o dreno.

Superposição Quando existirem várias fontes de alimentação no circuito, você pode calcular o efeito produzido por cada fonte funcionando sozinha e em seguida somar os efeitos individuais para obter o efeito total das fontes funcionando simultaneamente.

T

Taxa de subida (*slew rate*) A taxa máxima de variação na tensão de saída de um amp op. Ela causa distorção em operações de alta freqüência em grandes sinais.

Temperatura ambiente A temperatura do ar que envolve um componente.

Temperatura da junção A temperatura dentro de um semicondutor na junção *pn*. Esta temperatura é normalmente maior que a temperatura ambiente devido à recombinação dos pares elétron-lacuna.

Temperatura do encapsulamento É a temperatura do encapsulamento ou invólucro do transistor. Quando você toca em um transistor, entra em contato com o encapsulamento. Se o encapsulamento estiver quente, você sentirá a sua temperatura.

Tempo de subida É o tempo para a forma de onda aumentar de 10% a 90% de seu valor máximo. Abreviado por *TR*, o tempo de subida pode ser aplicado à resposta de freqüência usando a equação $f_2 = \frac{0,35}{T_R}$.

Tempo de vida O tempo médio entre a geração e a recombinação de um elétron livre e uma lacuna.

Temporizador 555 Um circuito integrado muito utilizado que pode funcionar de dois modos: monoestável e astável. No modo monoestável, ele pode produzir tempos de atrasos precisos e em astável ele pode produzir ondas retangulares com um ciclo de trabalho variável.

Tensão controlada por fonte de corrente (VCIS) Algumas vezes chamado de *amplificador de transcondutância*, este tipo de amplificador com realimentação negativa tem uma corrente de entrada controlando uma tensão na saída.

Tensão controlada por fonte de tensão (VCVS) O amp op ideal, tendo um ganho de tensão infinito, freqüência de ganho unitário infinita, impedância de entrada infinita e CMRR infinita, além disso uma resistência de saída zero, polarização zero e compensação (*offset*) zero.

Tensão de compensação (*offset*) de entrada Se você aterrar as duas entradas de um amp op, ainda terá uma tensão de compensação na saída. A tensão de compensação de entrada é definida como a tensão de entrada necessária para eliminar a tensão de compensação de saída. A causa da tensão de compensação de entrada é a diferença nas curvas de V_{BE} dos dois transistores de entrada.

Tensão de compensação (offset) de saída Qualquer desvio ou diferença na tensão de saída de um valor ideal.

Tensão de corte porta-fonte A tensão entre os terminais da fonte e da porta que reduz a corrente no dreno, de um dispositivo no modo de depleção, para zero.

Tensão de desligamento A diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída de um regulador em série com transistor ou um CI regulador de tensão de três terminais.

Tensão de desligamento (*dropout*) O valor limite mínimo de tensão necessário para o funcionamento correto de um CI regulador de tensão.

Tensão de entrada diferencial A tensão desejada na entrada de um amplificador diferencial em vez da tensão de entrada em modo comum.

Tensão de erro A tensão entre os dois terminais de entrada de um amp op. É o mesmo que a tensão diferencial de entrada de um amp op.

Tensão de erro na saída A tensão na saída de um circuito amp op quando a tensão na entrada é zero. Este valor deveria ser idealmente zero.

Tensão de estrangulamento ou constrição O limite entre a região ôhmica e a região de fonte de corrente de um dispositivo de modo depleção quando a tensão da porta é zero.

Tensão de estrangulamento proporcional O limite entre a região ôhmica e a região de fonte de corrente para qualquer tensão de porta.

Tensão de gatilho (disparo) A tensão mínima necessária para levar um tiristor à condução.

Tensão de joelho O ponto ou a área no gráfico da corrente do diodo *versus* tensão em que a corrente direta aumenta rapidamente. Ela é aproximadamente igual ao valor da barreira de potencial do diodo.

Tensão de limiar A tensão que leva um MOSFET de modo crescimento à condução. Nesta tensão, uma camada de inversão conecta a fonte ao dreno.

Tensão de linha A tensão da rede de alimentação. Ela tem nominalmente um valor de 115 V rms. Em alguns lugares ela pode variar de 105 a 125 V rms.

Tensão de pico inversa A tensão reversa máxima em um diodo de um circuito retificador.

Tensão de referência Geralmente, uma tensão muito estável e precisa derivada de um diodo Zener com uma tensão de ruptura entre 5 e 6 V. Nesta faixa, o coeficiente de temperatura do diodo Zener é aproximadamente zero, o que significa que sua tensão Zener é estável sobre uma larga faixa de temperatura.

Tensão de ruptura A tensão reversa máxima que um diodo pode resistir antes que ocorra a avalanche ou o efeito Zener.

Tensão Zener A tensão de ruptura de um diodo Zener. É a tensão aproximada na saída de um regulador de tensão Zener.

Teorema Uma derivação, em forma de declaração, que pode ser provada matematicamente.

Teorema de Miller Este teorema informa que um capacitor de realimentação é equivalente a duas novas capacitâncias, uma na entrada e outra na saída. O mais importante é que a capacitância de entrada é igual à capacitância de realimentação multiplicada pelo ganho de tensão de um amplificador. Isso presume um amplificador inversor.

Teorema de Norton Derivado do princípio da dualidade, o teorema de Norton declara que a tensão na carga é igual à corrente de Norton vezes a resistência de Norton em paralelo com a resistência da carga.

Teorema de Thevenin Um teorema fundamental que informa que qualquer circuito que aciona uma carga pode ser convertido em um único gerador e uma resistência em série.

Terceira aproximação Uma aproximação precisa de um diodo ou transistor. Usada por projetistas que têm de levar em conta tantos detalhes quantos possíveis.

Termistor Um dispositivo cuja resistência sofre grande variação com a temperatura.

Terra ca Um nó de um circuito que é desviado para o terra por meio de um capacitor. Neste nó não há tensão ca quando observado pelo osciloscópio acoplado para tensão ca, mas ele mostrará uma tensão cc quando medido com um voltímetro.

Terra virtual Um tipo de terra que aparece na entrada inversora de um amp op que usa realimentação negativa. Ele é chamado terra virtual porque tem algumas, mas não todas, das características do terra mecânico. Especificamente, ele é o terra para tensão, mas não para corrente. Um nó do circuito que é um terra virtual tem 0 V em relação ao terra, porém, esse nó não tem um caminho de corrente para o terra.

Teste passa/não-passa Um teste ou medição onde as leituras são distintamente diferentes, de fato alta ou de fato baixa.

Tiristor Um dispositivo semicondutor de quatro camadas que funciona como uma trava.

Topologia Um termo usado para descrever a técnica ou o layout fundamental de um circuito regulador chaveado. As topologias comuns dos reguladores chaveados são regulador de *buck*, regulador *boost* e regulador *buck-boost*.

Traçador de curvas Um dispositivo eletrônico para mostrar as curvas características em um tubo de raios catódicos.

Transcondutância A razão entre a corrente ca na saída e a tensão ca na entrada. Uma medida de como a tensão na entrada controla efetivamente a corrente na saída.

Transdutor de entrada Um dispositivo que converte uma grandeza não elétrica, como luz, temperatura ou pressão em uma grandeza elétrica.

Transdutor de saída Um dispositivo que converte uma grandeza elétrica em uma grandeza não elétrica como temperatura, som, pressão ou luz.

Transformador abaixador Um transformador com mais espiras no primário que no secundário. Isto resulta em uma tensão menor no secundário que no primário.

Transformador de acoplamento O uso de um transformador para fazer passar o sinal ca de um estágio para o outro enquanto a componente cc da forma de onda é bloqueada. O transformador tem também a capacidade de casar as impedâncias entre os estágios.

Transição A região da descida na resposta em freqüência de um filtro entre a freqüência de corte f_c e o início do rejeita-banda f_s.

Transistor bipolar de porta isolada (IGBT) Um dispositivo semicondutor híbrido construído com características do FET no lado da entrada e características do FET no lado da saída. Este dispositivo é usado principalmente em aplicações de controle de chaveamento de alta potência.

Transistor Darlington Dois transistores conectados para obter um alto valor de β. O emissor do primeiro transistor aciona a base do segundo transistor.

Transistor de efeito de campo Um transistor que depende da ação de um campo elétrico para controlar sua condutividade.

Transistor de junção bipolar Um transistor em que os elétrons livres e as lacunas são necessários para uma operação normal.

Transistor de junção Um transistor que tem três seções alternadas de materiais do tipo *p* e do tipo *n*. Estas seções podem ser arranjadas como *pnp* ou *npn*.

Transistor de montagem em superfície Um tipo de encapsulamento de transistor que permite sua soldagem na placa de circuito impresso no lado do componente em vez de soldá-lo usando a tecnologia de furos com ilhas. A tecnologia de montagem em superfície (SMT) permite uma concentração maior de componentes na placa de circuito impresso.

Transistor de passagem O transistor que conduz a corrente principal em um regulador de tensão em série discreto. O transistor fica em série com a carga. Logo, a corrente total da carga passa por ele.

Transistor de pequeno sinal Um transistor que pode dissipar 0,5 W ou menos.

Transistor de potência Um transistor que pode dissipar mais de 0,5 W. Os transistores de potência são fisicamente maiores que os de pequeno sinal.

Transistor de unijunção Abreviado como UJT, este tiristor de baixa potência é útil em aplicações de temporização, geração de formas de onda e aplicações de controle.

Transistor de unijunção programável (PUT) Um dispositivo semicondutor com características de chaveamento similar a um UJT, exceto que sua razão intrínseca de relação pode ser determinada (programada) por um circuito externo.

Transistor externo Um transistor colocado em paralelo com um circuito de regulação para aumentar a intensidade da corrente de carga que o circuito total é capaz de regular. O transistor externo atua em um nível de corrente predeterminado e alimenta a corrente extra de que a carga necessita.

Transistor ideal A primeira aproximação de um transistor. Admite-se que um transistor tem apenas duas partes: um diodoemissor e um diodo coletor. O diodo emissor é tratado como um diodo ideal, enquanto o diodo coletor é uma fonte de corrente controlada. A corrente no diodo emissor controla a fonte de corrente no coletor.

Transistor *pnp* Um semicondutor disposto em camadas, como um sanduíche. Ele contém uma região *n* entre duas regiões *p*.

Trava Dois transistores conectados com realimentação positiva para simular o funcionamento de um tiristor.

Triac Um tiristor que pode conduzir nos dois sentidos. Por isso, ele é usado para o controle de corrente alternada. Ele é equivalente a dois SCRs em paralelo com polaridades opostas.

V

Valor absoluto O valor de uma expressão desprezando o sinal. Algumas vezes chamado de *magnitude*. Exemplo: Dados +5 e -5, o valor absoluto é 5.

Valor cc O mesmo que valor médio. Para um sinal que varia no tempo, o valor cc é igual ao valor médio para todos os pontos da forma de onda. Um voltímetro cc indica o valor médio de uma tensão que varia no tempo.

Valor de pico O maior valor instantâneo de uma tensão que varia no tempo.

Valor MPP Chamado também de *tensão oscilante na saída*. Ela é a tensão máxima de pico a pico não ceifada na saída de um amplificador. Em um amp op, o valor MPP é idealmente igual ao valor da tensão de alimentação simétrica.

Valor rms Usado em sinais que variam com o tempo. Também é conhecido como *valor eficaz* ou *valor de aquecimento*. O valor rms é o valor equivalente ao de uma fonte cc que produziria a mesma quantidade de calor ou potência em um ciclo completo de um sinal que varia com o tempo.

Varactor Um diodo otimizado para ter uma capacitância reversa. Quanto maior a tensão reversa, menor a capacitância.

Variável normalizada Uma variável que foi dividida por uma outra variável com as mesmas unidades ou dimensões.

Varistor Um dispositivo que funciona como dois diodos Zener em antiparalelo (voltados um de costas para o outro). Usado em paralelo com o enrolamento primário de um transformador de potência para evitar que os picos de alta amplitude, indesejados, cheguem à entrada dos equipamentos.

W

Wafer Uma fatia fina de cristal usada como chassi para os componentes integrados.

Respostas do Volume 2

Problemas com Numeração Ímpar

CAPÍTULO 16

16-1. 196, 316
16-3. 19,9, 9,98, 4, 2
16-5. −3,98, −6,99, −10, −13
16-7. −3,98, −13,98, −23,98
16-9. 46 dB, 40 dB
16-11. 31,6, 398
16-13. 50,1
16-15. 41 dB, 23 dB, 18 dB
16-17. 100 mW
16-19. 14 dBm, 19,7 dBm, 36,9 dBm
16-21. 2
16-23. Veja a Figura 1.
16-25. Veja a Figura 2.
16-27. Veja a Figura 3.
16-29. Veja a Figura 4.
16-31. 1,4 MHz
16-33. 222 Hz
16-35. 284 Hz
16-37. 5 pF, 25 pF, 15 pF
16-39. porta: 30,3 MHz; dreno: 8,61 MHz
16-41. 40 dB
16-43. 0,44 μS

Figura 1

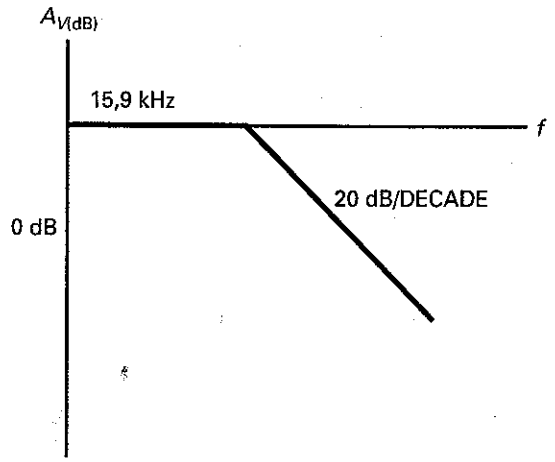


Figura 2

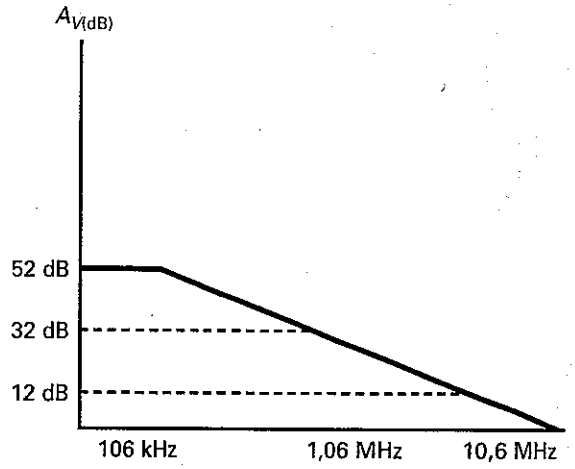


Figura 3

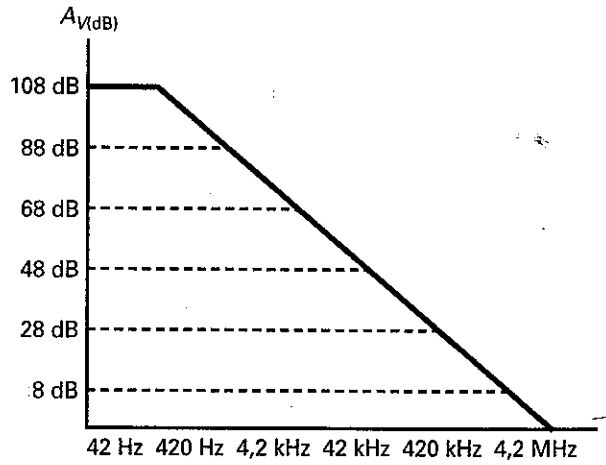
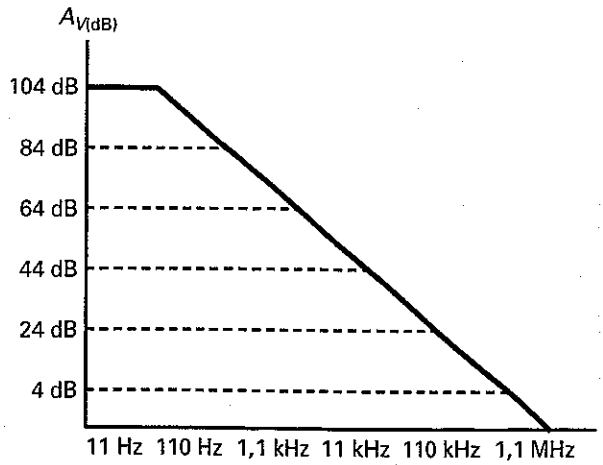


Figura 4



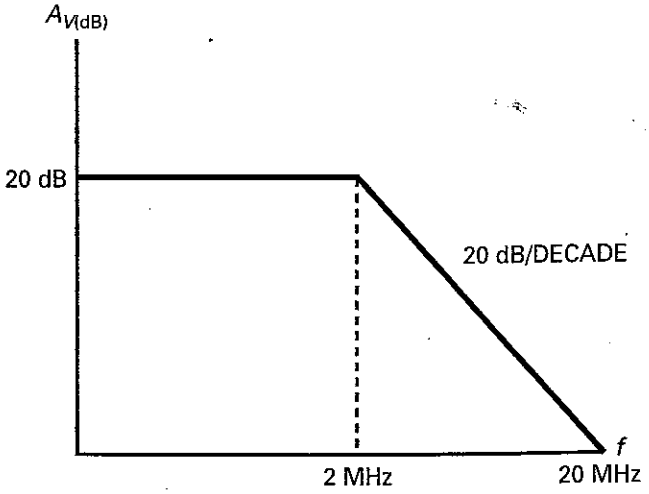
CAPÍTULO 17

17-1. 55,6 μA, 27,8 μA, 10 V
17-3. 60 μA, 30 μA, 6 V (direita), 12 V (esquerda).
17-5. 518 mV, 125 kΩ
17-7. –207 mV, 125 kΩ
17-9. 4 V, 1,75 V
17-11. 286 mV, 2,5 mV
17-13. 45,4 dB
17-15. 237 mV
17-17. A saída será nível alta; é necessário um caminho até o terra para ambas as bases.
17-19. C
17-21. 0 V
17-23. 2 MΩ
17-25. 10,7 Ω, 187
17-27. I_{B1}: aumenta, sem alteração, aumenta, aumenta, sem alteração; I_{B2}: sem alteração, aumenta, aumenta, aumenta, sem alteração.
17-29. Aumenta, aumenta, sem alteração, sem alteração, aumenta.

CAPÍTULO 18

18-1. 170 μV
18-3. 19.900, 2.000, 200
18-5. 1,59 MHz
18-7. 10, 2 MHz, 250 mVpp, 49 mVpp; Veja a Figura 5.
18-9. 40 mV
18-11. 22 mV
18-13. 50 mVpp, 1 MHz
18-15. de 1 a 51, de 392 kHz a 20 MHz
18-17. 188 mV/μs, 376 mV/μs
18-19. 38 dB, 21 V, 1.000
18-21. 214, 82, 177
18-23. 41, 1
18-25. 1,1 MHz, 1.500 kHz
18-27. A saída vai à saturação positiva ou negativa.
18-29. 2,55 Vpp
18-31. I_{B1}: aumenta, sem alteração, aumenta, aumenta, sem alteração, sem alteração; para I_{B2}: sem alteração, aumenta, aumenta, sem alteração, sem alteração.
18-33. Sem alteração, sem alteração, sem alteração, sem alteração, sem alteração, aumenta.

Figura 5



CAPÍTULO 19

19-1. 0,038, 26,32, 0,10%, 26,29
19-3. 0,065, 15,47
19-5. 470 MΩ
19-7. 0,0038%
19-9. –0,660 Vp
19-11. 185 mA_{rms}, 34,2 mW
19-13. 106 mA_{rms}, 11,2 mW
19-15. 834 mA_{pp}, 174 mW
19-17. 2 kHz
19-19. 15 MHz
19-21. 100 kHz, 796 mVp
19-23. 1 V
19-25. 510 mV, 30 mV, 15 mV
19-27. 110 mV, 14 mV, 11 mV
19-29. 200 mV
19-31. 2 kΩ
19-33. De 0,1 V a 1 V
19-35. T1: aberto entre *C* e *D*; T2: R_2 em curto; T3: R_4 em curto.
19-37. T7: aberto entre *A* e *B*; T8: R_3 em curto; T9: R_4 aberto.

CAPÍTULO 20

20-1. 2, 10
20-3. –18, 712 Hz, 38,2 kHz
20-5. 42, 71,4 kHz, 79,6 Hz
20-7. 510 mV
20-9. 4,4 mV, 72,4 mV
20-11. 0, –10
20-13. 15, –15
20-15. –20, ± 0,004
20-17. Não.
20-19. –200 mV, 10.000
20-21. 1 V
20-23. 19,3 mV
20-25. –3,125 V
20-27. –3,98 V
20-29. 24,5, 2,5 A
20-31. 0,5 mA, 28 kΩ
20-33. 0,3 mA, 40 kΩ
20-35. 0,02, 10
20-37. –0,018, –0,99
20-39. 11, f_1: 4,68 Hz; f_2: 4,82 Hz; f_3: 32,2 Hz
20-41. 102, 98
20-43. 1 mA
20-45. T4: K-B aberto; T5: C-D aberto; T6: J-A aberto.

CAPÍTULO 21

21-1. 7,36 kHz, 1,86 kHz, 0,25, banda larga.
21-3. *a*. Banda estreita; *b*. banda estreita; *c*. banda estreita; *d*. banda estreita.
21-5. 200 dB/década, 60 dB/oitava.
21-7. 503 Hz, 9,5
21-9. 39,3 Hz
21-11. –21,4, 10,3 kHz
21-13. 3, 36,2 kHz
21-15. 15 kHz, 0,707, 15 kHz
21-17. 21,9 kHz, 0,707, 21,9 kHz
21-19. 19,5 kHz, 12,89 kHz, 21,74 kHz, 0,8
21-21. 19,6 Hz, 1,23, 18,5 Hz, 18,5 Hz, 14,8 Hz
21-23. –1,04, 8,39, 16,2 kHz
21-25. 1,5, 1, 15,8 Hz, 15,8 Hz
21-27. 127°
21-29. 24,1 kHz, 50, 482 Hz (máximo e mínimo).
21-31. 48,75 kHz, 51,25 kHz

21-33. 60 dB, 120 dB, 200 dB
21-35. 148 pF, 9,47 nF

CAPÍTULO 22

22-1. 100 μV
22-3. ±7,5 V
22-5. Zero, entre 0,7 V e –9 V
22-7. –4 V, 31,8 Hz
22-9. 40,6%
22-11. 1,5 V
22-13. 0,292 V, –0,292V, 0,584 V
22-15. A tensão de saída é baixa quando a tensão de entrada está entre 3,5 e 4,75 V.
22-17. 5 mA
22-19. 1 V, 0,1 V, 10 mV, 1,0 mV
22-21. Forma de onda triangular com 0,782 Vpp.
22-23. 0,5, 0
22-25. 923 Hz
22-27. 196 Hz
22-29. 135 mVpp
22-31. 106 mV
22-33. –106 mV
22-35. De 0 V de 100 mV de pico
22-37. 20.000
22-39. Fazer o resistor de 3,3 kΩ variável.
22-41. 1,1 Hz, 0,001 V
22-43. 0,529 V
22-45. Use diferentes capacitores de 0,05 μF, 0,5 μF e 5 μF, mais um inversor.
22-47. Aumente R_1 para 3,3 kΩ.
22-49. Use um comparador com histerese e um resistor dependente de luz em um divisor de tensão como entrada.
22-51. 228.780 mi (366.048 Km)
22-53. T3: circuito oscilador de relaxação; T4: circuito detector de pico; T5: circuito grampeador positivo.
22-55. T8: circuito detector de pico; T9: circuito integrador; T10: circuito comparador.

CAPÍTULO 23

23-1. 9 Vrms
23-3. *a.* 33,2 Hz, 398 Hz; *b.* 332 Hz, 3,98 kHz; *c.* 3,32 kHz, 39,8 kHz; *d.* 33,2 kHz, 398 kHz
23-5. 3,98 MHz
23-7. 398 Hz
23-9. 1,67 MHz, 0,10, 10
23-11. 1,18 MHz
23-13. 7,34 MHz
23-15. 0,030, 33
23-17. A freqüência aumentará em 1%.
23-19. 517 μs
23-21. 46,8 kHz
23-23. 100 μs, 5,61 μs, 3,71 μs, 8,66 μs, 0,0371, 0,0866
23-25. 10,6 V/ms, 6,67 V, 0,629 ms
23-27. Forma de onda triangular, 10 kHz, 5 Vp
23-30. Indutor em curto, indutor aberto, capacitores em curto, capacitores abertos, circuito de realimentação aberto, perda da fonte de alimentação.
23-32. Um dos muitos projetos possíveis é C = 0,22 μF, 0,022 μF e 0,0022 μF. Mude o 2 kΩ da Figura 23-53 para 3,3 kΩ e use um potenciômetro de 50 kΩ. Use um potenciômetro de 1 kΩ em vez do resistor de 1 kΩ em série com a lâmpada. Ajuste o potenciômetro de 1 kΩ para obter uma saída de 5 Vrms.
23-34. –360°
(As últimas três respostas do capítulo 23 são do 23-30, 23-32 e 23-34).

CAPÍTULO 24

24-1. 3,45%
24-3. 2,5%
24-5. 18,75 V, 284 mA, 187,5 mA, 96,5 mA
24-7. 18,46 V, 798 mA, 369 mA, 429 mA
24-9. 84,5%
24-11. 30,9 mA
24-13. 50 Ω, 233 mA
24-15. 421 μV
24-17. 83,3%, 60%.
24-19. 3,84 A
24-21. 6 V
24-23. 14,1 V
24-25. 3,22 kΩ
24-27. 11,9 V
24-29. 0,1 Ω
24-31. 2,4 Ω
24-33. 22,6 kHz
24-35. T1: Conversor de forma de onda triangular para pulso.
24-37. T3: Q_1
24-39. T5: Oscilador de relaxação.
24-41. T7: Conversor de forma de onda triangular para pulso.
24-43. T9: Conversor de forma de onda triangular para pulso.

Respostas do Volume 1

Problemas com Numeração Ímpar

CAPÍTULO 1

1-1. $R_L \geq 10\ \Omega$
1-3. $R_L \geq 5\ k\Omega$
1-5. 0,1 V
1-7. $R_L \leq 100\ k\Omega$
1-9. 1 kΩ
1-11. 4,80 mA e a fonte de corrente não é quase ideal.
1-13. 6 mA, 4 mA, 3 mA, 2,4 mA, 2 mA, 1,7 mA, 1,5 mA
1-15. V_{TH} permanece o mesmo e R_{TH} tem seu valor dobrado.
1-17. $R_{TH} = 10\ k\Omega$; $V_{TH} = 100$ V
1-19. Em curto-circuito.
1-21. A bateria ou a fiação de interconexão.
1-23. 0,08 Ω
1-25. Desconecto o resistor e meço a tensão.
1-27. O teorema de Thevenin facilita a resolução de problemas para os quais existam muitos valores para um resistor.
1-29. $R_S > 100\ k\Omega$. Use uma bateria de 100 V em série com 100 kΩ.
1-31. $R_1 = 30\ k\Omega$, $R_2 = 15\ k\Omega$
1-33. Primeiramente, meça a tensão entre os terminais – esta é a tensão de Thevenin. Em seguida, conecte um resistor entre os terminais. Depois, meça a tensão no resistor. Depois, calcule a corrente através do resistor de carga. A seguir subtraia a tensão de carga da tensão de Thevenin. Então, divida a diferença de tensão pela corrente. O resultado é a resistência de Thevenin.
1-35. Defeito 1: R_1 em curto; Defeito 2: R_1 aberto ou R_2 em curto; Defeito 3: R_1 aberto ou R_2 em curto; Defeito 4: R_3 aberto; Defeito 5: R_3 em curto; Defeito 6: R_2 aberto ou aberto no ponto *C*; Defeito 7: R_4 aberto no ponto *D*; Defeito 8: R_2 aberto ou aberto no ponto *C*; Defeito 9: aberto no ponto *E*; Defeito 10: R_4 em curto; Defeito 11: R_4 aberto ou aberto no ponto *D*.

CAPÍTULO 2

2-1. –2
2-3. *a.* Semicondutor; *b.* condutor; *c.* semicondutor; *d.* condutor
2-5. *a.* 5 mA; *b.* 5 mA; *c.* 5 mA
2-7. Mínimo = 0,60 V, máximo = 0,75 V
2-9. 0,53 μA; 4.47 μA

CAPÍTULO 3

3-1. 27,3 mA
3-3. 400 mA
3-5. 10 mA
3-7. 12,8 mA
3-9. 19,3 mA, 19,3 V, 372 mW, 13,5 mW, 386 mW
3-11. 24 mA, 11,3 V, 272 mW, 16,8 mW, 289 mW
3-13. 0 mA, 12 V
3-15. 9,65 mA
3-17. 12 mA
3-19. Aberto
3-21. O diodo está em curto ou o resistor está aberto.
3-23. A leitura de valor < 2,0 V no diodo reverso indica um diodo com fuga de corrente.
3-25. Catodo. A seta aponta para o terminal da faixa.
3-27. 1N914: $R = 100\ \Omega$ (direta), $R = 800\ M\Omega$ (reversa); 1N4001: $R = 1{,}1\ \Omega$ (direta), $R = 5\ M\Omega$ (reversa); 1N1185: $R = 0{,}095\ \Omega$ (direta), $R = 21{,}7\ k\Omega$ (reversa).
3-29. 23 kΩ
3-31. 4,47 μA
3-33. Durante a operação normal, a fonte de 15-V fornece potência para a carga. O diodo esquerdo tem polarização direta, permitindo que a fonte de energia de 15-V forneça corrente à carga. O diodo direito tem polarização reversa porque 15 V são aplicados ao catodo e somente 12 V são aplicados ao anodo; isto bloqueia a bateria de 12-V. Tão logo a fonte de 15-V é desativada, o diodo direito não mais tem polaridade reversa e a bateria de 12-V pode fornecer corrente à carga. O diodo esquerdo se tornará polarizado reversamente, impedindo que qualquer corrente entre na fonte de energia de 15-V.
3-35. A tensão da fonte não se altera, ma as outras variáveis diminuem.
3-37. V_A, V_B, V_C, I_1, I_2, P_1, P_2; uma vez que *R* é tão grande a ponto de não ter nenhum efeito sobre o divisor de tensão; portanto, as variáveis associadas com o divisor de tensão não se alteram.

CAPÍTULO 4

4-1. 70,7 V, 22,5 V, 22,5 V
4-3. 70,0 V, 22,3 V, 22,3 V
4-5. 20 Vca, 28,3 Vpico
4-7. 21,21 V, 6,74 V
4-9. 15 Vca, 21,2 Vpico, 15 Vca
4-11. 11,42 V, 7,26 V

4-13. 19,81 V, 12,60 V
4-15. 0,5 V
4-17. 21,2 V, 752 mV
4-19. O valor da ondulação (ripple) se duplicará.
4-21. 18,85 V, 334 mV
4-23. 18,85 V
4-25. 17,8 V; 17,8 V; nenhum; maior.
4-27. *a.* 2,12 mA; *b.* 2,76 mA
4-29. 11,99 V
4-31. O capacitor será destruído.
4-33. 0,7 V, 50 V
4-35. 1,4 V, –1,4 V
4-37. 2,62 V
4-39. 0,7 V, –89,7 V
4-41. 3.393,6 V
4-43. 4.746,4 V
4-45. 10,6 V, –10,6 V
4-47. Calcule a soma do valor de cada tensão em passos de 1°, depois divida a tensão total por 180.
4-49. Aproximadamente 0 V. Cada capacitor se carregará até atingir uma tensão igual, mas de polaridade oposta.

CAPÍTULO 5

5-1. 19,2 mA
5-3. 53,2 mA
5-5. I_S = 19,2 mA, I_L = 10 mA, I_Z = 9,2 mA
5-7. 43,2 mA
5-9. V_L = 12 V, I_Z = 12,2 mA
5-11. 15,5 V a 15,16 V
5-13. Sim, 167 Ω
5-15. 784 Ω
5-17. 0,1 W
5-19. 14,25 V, 15,75 V
5-21. *a.* 0 V; *b.* 18,3 V; *c.* 0 V; *d.* 0 V
5-23. Um curto-circuito em R_S
5-25. 5,91 mA
5-27. 13 mA
5-29. 15,13 V
5-31. A tensão de Zener é igual a 6,8 V e R_S é menor do que 440 Ω.
5-33. 24,8 mA
5-35. 7,98 V
5-37. Defeito 5: Aberto em *A*; Defeito 6: Aberto em R_L; Defeito 7: Aberto em *E*; Defeito 8: Zener está em curto-circuito.

CAPÍTULO 6

6-1. 0,05 mA
6-3. 4,5 mA
6-5. 19,8 μA
6-7. 20,8 μA
6-9. 350 mW
6-11. Ideal: 12,3 V, 27,9 mW
Segunda aproximação: 12,7 V, 24,7 mW
6-13. –55 a +150°C
6-15. Possivelmente destruído
6-17. *a.* Aumenta; *b.* aumenta; *c.* aumenta; *d.* diminui *e.* aumenta; *f.* diminui.
6-19. 165,67
6-21. 560 kΩ
6-23. 5,64 mA
6-25. Um aumento em V_{BB} faz com que a corrente de base se eleve e, visto que o transistor é controlado pela corrente de base, todas as outras variáveis dependentes aumentam, com exceção de V_{CE}, que diminui porque o transistor está em plena condução.
6-27. I_C, I_B e todas as dissipações de potência diminuem. As dissipações de potência diminuem devido à queda de corrente ($P = IV$). A corrente de base diminui porque a queda da tensão através dela não se altera e a resistência aumenta ($I = V/R$). A corrente de coletor diminui porque a corrente de base diminui ($I_C = I_B\beta_{dc}$).
6-29. A única variável que diminui é V_C. Com um aumento em β_{cc}, a mesma corrente de base acarreta uma maior corrente de coletor, a qual, por sua vez, cria uma maior queda de corrente no resistor de coletor. Isto faz com que haja menos queda de tensão no transistor.

CAPÍTULO 7

7-1. 30
7-3. 6,06 mA, 20 V
7-5. O lado esquerdo da reta de carga se movimenta para baixo e o lado direito permanece no mesmo ponto.
7-7. 10,64 mA, 5 V
7-9. O lado esquerdo da reta diminuirá à metade, e o lado direito não se deslocará.
7-11. Mínimo: 10,79 V; máximo: 19,23 V
7-13. 4,55 V
7-15. Mínimo: 3,95 V; máximo: 5,38 V
7-17. *a.* Não está em saturação; *b.* não está em saturação; *c.* está em saturação; *d.* não está em saturação.
7-19. 4,99995 V, 0,2 V
7-21. 13,2 V
7-23. 3,43 V
7-25. 8,34 V
7-27. 11 mA, 3 V
7-29. I_B aumenta; I_C diminui; V_C aumenta.
7-31. I_B não se altera; I_C não se altera; mais tensão em V_C
7-33. I_E diminui; I_C diminui; V_C aumenta.
7-35. I_E não se altera; I_C não se altera; mais tensão em V_C
7-37. V_{BB}, V_{CC}
7-39. R_C poderia estar em curto; o transistor poderia ter coletor-emissor aberto; R_B poderia estar aberto, mantendo o transistor em corte; R_E poderia estar aberto; aberto no circuito de base; aberto no circuito do emissor
7-41. Coletor-emissor do Transistor em curto-circuito, uma vez que a tensão do emissor deve ser de 1,1 V; resistor de coletor aberto; perda de V_{CC}
7-43. Selecionar manualmente os componentes para produção em série não é muito eficiente; em vez disto, tente usar realimentação para tornar o ganho independente do β_{cc} do transistor.
7-45. 4,94 V
7-47. 7,2 μA
7-49. 22,6 mA
7-51. 1,13 V
7-53. Aproximadamente 0,7 V
7-55. 2 kΩ
7-57. V_B, V_E, I_E, I_C, I_B e P_E não apresentam nenhuma mudança. Uma vez que a tensão de base

não se altera, V_B e V_E não se alteram. Uma vez que estas tensões não se alteram, todas as correntes não se alteram.

CAPÍTULO 8

8-1. 3,81 V, 11,28 V
8-3. 1,63 V, 5,21 V
8-5. 4,12 V, 6,14 V
8-7. 3,81 mA, 7,47 V
8-9. 31,96 μA, 3,58 V
8-11. 27,08 μA, 37,36 μA
8-13. 1,13 mA, 6,69 V
8-15. 6,13 V, 7,19 V
8-17. *a.* Diminui; *b.* aumenta; *c.* diminui; *d.* aumenta; *e.* aumenta; *f.* permanece igual.
8-19. *a.* 0 V; *b.* 7,83 V; *c.* 0 V; *d.* 10 V; *e.* 0 V
8-21. –4,94 V
8-23. –6,04 V, –1,1 V
8-25. O transistor será destruído.
8-27. R_1 em curto-circuito, aumente demasiadamente a corrente de base do transistor.
8-29. 9,0 V, 8,97 V, 8,43 V
8-31. 8,8 V
8-33. 27,5 mA
8-35. R_1 em curto-circuito
8-37. Defeito 3: R_C está em curto; defeito 4: os terminais do transistor estão em curto entre si.
8-39. Defeito 7: R_E aberto; defeito 8: R_2 está em curto
8-41. Defeito 11: a fonte de alimentação não está funcionando; defeito 12: diodo emissor-base do transistor está aberto

CAPÍTULO 9

9-1. 3,39 Hz
9-3. 1,59 Hz
9-5. 4,0 Hz
9-7. 18,8 Hz
9-9. 0,426 mA
9-11. 150
9-13. 40 μA
9-15. 11,7 Ω
9-17. 2,34 kΩ
9-19. Base: 207 Ω, coletor: 1,02 kΩ
9-21. h_{fe} *mínimo* = 50; h_{fe} *máximo* = 200; a corrente é de 1 mA; a temperatura é de 25°C.
9-23. O capacitor tem certa quantidade de corrente de fuga que fluirá através do resistor gerando uma queda de tensão no mesmo.
9-25. 9,09 Hz
9-27. 5,68 kΩ, 2,27 kΩ
9-29. 2.700 μF

CAPÍTULO 10

10-1. 234 mV
10-3. 212 mV
10-5. 39,6 mV
10-7. 0,625 mV, 21,6 mV, 2,53 V
10-9. 3,71 V
10-11. 713 mV
10-13. 14,7
10-15. 12,5 kΩ
10-17. Como há tensão na entrada do segundo estágio, é mais provável que a causa esteja no segundo estágio. Algumas das causas possíveis são: transistor aberto, o resistor de emissor aberto, o resistor de coletor aberto, o capacitor de acoplamento de saída aberto.
10-19. 72,6 mV
10-21. 3,6 kΩ
10-23. Defeito 5: C_2 aberto; defeito 6: R_2 aberto; defeito 7: capacitor de desvio C_3 aberto; defeito 8: o resistor de coletor está aberto.

CAPÍTULO 11

11-1. 154 kΩ, 1,09 kΩ
11-3. 0,995, 0,951 V
11-5. 2,18 kΩ, 0,956 V
11-7. 0,558 V
11-9. 3,91Ω
11-11. 351
11-13. Permanece em aproximadamente 351.
11-15. 1,6 MΩ
11-17. 100 kΩ
11-19. 6,8 V, 7,5 mA
11-21. 16,4 V
11-23. 650 μA
11-25. 37,8 Ω, 3,3 kΩ
11-27. 63,8 mV
11-29. V_B = 4,48 V, V_E = 3,78 V, V_C = 11,22 V, I_E = 3,78 mA, I_C = 3,78 mA, I_B = 25,2 μA
11-31. Com a tensão de controle em 0 V, a saída é de 1,79 V. Com a tensão de controle em 5 V, a saída será de 0 V.
11-33. 21,5 W, o transistor será destruído.
11-35. 2 Ω
11-37. 0 V
11-39. T4: C_3 aberto; T5: circuito aberto entre *B* e *C*; T6: C_2 aberto; T7: Q_2 aberto.

CAPÍTULO 12

12-1. 680 Ω, 1,76 mA
12-3. 10,62 V
12-5. 10,62 V
12-7. 50 Ω, 277 mA
12-9. 100 Ω
12-11. 500
12-13. 15,84 mA
12-15. 2,2%.
12-17. 237 mA
12-19. 3,3%
12-21. 1,1 A
12-23. 34 Vpp
12-25. 7,03 W
12-27. 31,5%.
12-29. 1,13 W
12-31. 9,36
12-33. 1.679
12-35. 10,73 MHz
12-37. 15,92 MHz
12-39. 31,25 mW
12-41. 15 mW
12-43. 85,84 kHz
12-45. 250 mW
12-47. 72,3 W
12-49. Eletricamente, seria seguro tocar, mas pode estar quente e causar uma queimadura.
12-51. Não, o coletor poderia ter uma carga indutiva.
12-53. Aumenta, aumenta, diminui, aumenta, sem alteração.
12-55. Diminui, aumenta, diminui, aumenta, sem alteração.
12-57. Aumenta, sem alteração, sem alteração, sem alteração, Aumenta.
12-59. Diminui, aumenta, sem alteração, aumenta, diminui.

CAPÍTULO 13

13-1. 15 GΩ

13-3. 20 mA, −4 V, 500 Ω
13-5. 500 Ω, 1,1 kΩ
13-7. −2 V, 2,5 mA
13-9. 1,5 mA, 0,849 V
13-11. 0,198 V
13-13. 20,45 V
13-15. 14,58 V
13-17. 7,43 V, 1,01 mA
13-19. 1,18 V, 11 V
13-21. −2,5 V, 0,55 mA
13-23. −1,5 V, 1,5 mA
13-25. −5 V, 3.200 μS
13-27. 3 mA, 3.000 μS
13-29. 7,09 mV
13-31. 3,06 mV
13-33. 0 mVpp, 24,55 mVpp, ∞
13-35. 8 mA, 18 mA
13-37. 8,4 V, 16,2 mV
13-39. 2,94 mA, 0,59 V, 16 mA, 30 V
13-41. R_1 aberto.
13-43. R_D aberto.
13-45. G-S aberto.
13-47. C_2 aberto.

CAPÍTULO 14

14-1. 2,25 mA, 1 mA, 250 μA
14-3. 3 mA, 333 μA
14-5. 381 Ω, 1,52, 152 mV
14-7. 1 MΩ
14-9. *a.* 0,05 V; *b.* 0,1 V; *c.* 0,2 V; *d.* 0,4 V
14-11. 0,23 V
14-13. 0,57 V
14-15. 19,5 mA, 10 A
14-17. 12 V, 0,43 V
14-19. Uma onda quadrada de +12 V a 0,43 V
14-21. 12 V, 0,012 V
14-23. 1,2 mA
14-25. 1,51 A
14-27. 30,5 W
14-29. 0 A, 0,6 A
14-31. 20 S, 2,83 A
14-33. 24 mS, 3,14, 157 mV
14-35. 187,5 mS, 8,9, 446 mV
14-37. 1,81 W
14-39. 10,5 μA
14-41. 3 V

CAPÍTULO 15

15-1. 4,7 V
15-3. 0,1 ms, 10 kHz
15-5. 12 V, 0,6 ms
15-7. 7.3 V
15-9. 34,5 V, 1,17 V
15-11. 11,9 ms, 611 Ω
15-13. +10°, +83,7°
15-15. 10,8 V
15-17. 12,8 V
15-19. 22,5 V
15-21. 30,5 V
15-23. 10 V
15-25. 10 V
15-27. 980 Hz, 50 kHz
15-29. T1: *DE* aberto; T2: sem tensão de alimentação; T3: transformador; T4: o fusível está aberto.

Índice Analítico

A

AGC de áudio, 208-209
AGC de vídeo de nível alto, 209-210
AGC de vídeo de nível baixo, 209
alarmes, 363
amp-dif com carga, 89
amplificador classe D, 318-320
amplificador de Corrente, 158
amplificador de instrumentação integrado, 195
amplificador de transcondutância, 145
amplificador de transresistência, 145
amplificador diferencial básico, 186
amplificador não-inversor, 119-123, 211
amplificadores. *Veja também* amplificadores diferenciais (amps dif); amplificadores operacionais (amp. op.)
  banda média dos, 2
  ca, 3
  cc, 4-6
  classe D, 318-320
  com acoplamento ca, 175-178
  com circuitos somadores, 196-201
  com impedância não casada, 14
  com realimentação negativa discreta, 152
  de áudio, 132
  de corrente, 158
  de freqüência intermediária (FI), 133
  de instrumentação integrados, 195
  de radiofreqüência (RF), 133
  de transcondutância, 145
  de transresistência, 145
  de vídeo, 133
  diferencial básico, 186
  distribuição de áudio, 178
  ganho de tensão dos, 114
  ICIS, 158-160
  ICVS, 154-156
  impedância de entrada dos, 115
  inversores, 113-119, 155, 772
  não inversores, 119-123, 211
  resposta em freqüência do, 3
  somadores, 124
  VCIS, 156-158
amplificadores ca, 3
amplificadores cc, 4-6
amplificadores de instrumentação, 192-196
amplificadores diferenciais (amps dif)
  análise ca dos, 67-73
  análise cc dos, 62-66
  análise ideal dos, 62
  com carga, 89
  função e operação dos, 59-60
  ganho da saída diferencial dos, 68
  ganho de saída com terminações simples, 68
  ganho de tensão dos, 67
  ganhos de tensão para os, 70
  impedância de entrada dos, 70
  montagem dos, 186-192
  segunda aproximação dos, 63
amplificadores inversores
  com fonte simples, 210
  corrente de entrada dos, 155
  ganho de tensão dos, 114
  impedância de entrada dos, 115
  operação e função dos, 113-119
amplificadores operacionais (amp-ops.) *Veja também* amp-ops. 180, 302
  BIFET, 102
  características de entrada, 73
  CMRR dos, 187
  descrição dos, 5, 57
  duas aplicações de, 124-128
  fonte simples, 211-212
  freqüências de corte do, 115
  introdução aos, 101-104
  largura da banda em malha aberta dos, 115
  para dispositivos de montagem em superfície, 134
  produto ganho-largura de banda (GBP) dos, 250
  tabela dos, 129
  trilho a trilho, 202
amp-op ideal, 102

amp-op trilho a trilho, 202
amp-op. 741C
amp-dif na entrada, 104
compensação de freqüência, 105
corrente de curto circuito, 108
estágio final, 104
operação e função, 103-112
polarização e offsets, 106
razão de rejeição em modo comum (CMRR), 106-107
resposta em freqüência, 108
saída de pico a pico máxima, 107
slew rate, 108
amp-ops. com alimentação simples, 211-212
amp-ops. *Veja* amplificadores operacionais (amp-ops.)
analisador de distorção, 152
análise ca, 67-73
análise de freqüência
de estágios com BJT, 35-42
em estágios FET, 42-46
análise de frequência baixa, 42
análise em alta freqüência de FETs, 44-45
análise ideal de amp-dif, 62
aproximação Bessel, 232-234
aproximação Chebyshev, 229
aproximação de ondulações iguais, 230
aproximação elíptica, 231-232
aproximação inversa de Chebyshev, 230-231
aproximações. *Veja também* segundas aproximações
de Bessel, 232-233
de Chebyshev, 229
de ondulações iguais, 230
dos filtros, 237-238
elíptica, 231-232
inversa de Chebyshev, 230-231
armazenagem de energia, 416
atenuação, 227-228
atenuação em decibel, 227
atenuação na banda de corte, 227
atenuação na banda de passagem, 227
atraso de tempo constante, 233

B

banda de passagem, 223, 224
banda média, 4
banda morta, 297
BIFET (transistor bipolar)
amps. op., 102
BIN (entrada binária), 200
biquadrado, 272
blindagem do sinal no ponto A, 194
bootstrapping, 120
buffering, 189

C

camada epitaxial, 84
capacitância de montagem, 348
capacitâncias internas, 3
capacitâncias parasitas da fiação, 3
capacitor de acoplamento de entrada, 35
capacitor de realimentação, 32
capacitor dominante, 4
capacitor speol-up, 298, 299
capacitores de compensação, 105
características das fontes, 387-389
características de entrada de um amp-op., 73
características de transferência, 290
carga aterrada, 204
carga ativa, 105
carga flutuante, 60, 203-204
casamento de impedância, 14-16
chaveamento, 415
chaveamento de freqüência (FSK), 372
chips, 84
CI híbrido, 87
CI regulador, 405
CI regulador de tensão, 405
CI temporizador, 351
circuito amplificador não-inversor, 177-181
circuito com largura de banda ajustável, 176-177
circuito de cancelamento, 106
circuito de desvio da base, 39
circuito de desvio do coletor, 38
circuito linear com amp-op., 173
circuito não-inversor, 298
circuito silenciador, 180
circuitos ampificadores somadores, 196-197
circuitos amplificadores inversores, 173-177
circuitos analógicos, 286
circuitos com diodo ativo, 312-315
circuitos com dispositivos montagem em superfície, 48
circuitos de atraso, 24, 332
circuitos de avanço, 333
circuitos de avanço-atraso, 333
circuitos de cancelamento, 78
circuitos equivalentes ca
de ganho com terminação simples, 68
de ganho da saída diferencial, 68
do oscilador lopitts, 339-340
dos amplificadores inversores, 113-211
dos amplificadores não inversores, 119
dos cristais de vibração, 347-348
dos cristais, 347
dos seguidores de tensão, 125
circuitos integrados (CIs), 84-86
circuitos inversor /não-inversor, 181-186
circuitos LC, 340
circuitos lógicos transistor-transistor (TTL), 286-287, 293, 362

circuitos não-lineares, 281
circuitos TTL (lógica transistor-transistor), 286-287, 293, 362
CIs com filme fino, 86
CIs com filme grosso, 86
CIs geradores de função, 372-377
CIs lineares, 128-134
CIs monolíticos, 86
CIs reguladores de baixa potência, 405
clock, 289
clock de 60 Hz, 289
CMRR (razão de rejeição em modo comum). *Veja* Razão de rejeição em modo comum (CMRR)
com amp-op. diferenciador, 317
com amp-op. integrador, 302
comparador de coletor aberto, 291
comparador de janela, 300-301
comparador quádruplo, 292
comparadores
  com histerese, 295-300
  com referência diferente de zero, 290-295
  com referência zero, 283-289
  região linear do, 286
comparadores com alimentação simples, 291
comparadores inversores, 284
compensação de freqüência, 105
complemento *Q*, 355
condições iniciais dos osciladores, 340
conexão BC, 341-342
conexão EC, 339
conexões Darlington, 398
configurações das entradas diferenciais, 69-70
configurações das entradas inversoras, 69
controle automático de ganho (AGC), 208-210
conversão de forma de onda, 304-308
conversor corrente-tensão, 146, 154-156
conversor D/A de escada R/2R, 200
conversor digital-analógico (D/A), 198-201
conversores, 145
conversores tensão-corrente, 146, 157, 203
conversores tensão-freqüência, 360
corrente bidirecional, 202
corrente da base, 74-75
corrente de carga bidirecional, 202
corrente de carga unidirecional, 202
corrente de cauda, 62, 63
corrente de offset de entrada, 74-75
corrente de polarização de entrada, 73-74
corrente de saída, 205
corrente de saída em curto-circuito, 108
cristais, 347
cristais de quartzo, 347-349
curto-circuito, 120
curto-circuito virtual, 120

D

décadas, 20
decaimento de diferentes aproximações (roll-off), 234-235
decibéis (dBs)
  acima de referência, 17
  definição de, 9
  freqüência de 3 dB em, 247
  matemática dos, 8-9
degrau de tensão, 108
demodulador de FM, 372
desligamento dos CIs reguladores, 405
desligamento térmico, 406
deslocador de fase, 184-186
deslocador de fase linear, 233, 268-269
detector de cruzamento zero, 283
detector de fase, 369
detector de limite, 291
detector de limite duplo, 300
detector de pico ativo, 313
diagrama em bloco funcional, 353
diferenciação, 316
diferenciador, 316-318
diferenciador com amp-op, 317
diferenciadores RC, 316
diodos de compensação, 87
diodos limitadores, 285, 287
disparo (*trigger*), 354
disparo por ruído, 296
dispositivos de coletor aberto, 291
dispositivos de montagem em superfície, 134
dissipação de potência, 397
distorção, 151-152
distorção da slew rate, 109, 110
distorção harmônica, 151
distorção não-linear, 151-152
distribuição amplificador para áudio, 178
divisor de fase, 414
divisor de freqüência, 289
drift, 131, 910
drift térmico, 106

E

efeito de freqüência em circuitos com dispositivos de montagem em superfície, 48
efeito dos resistores de base, 63
efeito Miller, 30
efeito piezoelétrico, 347
eficiência
  dos reguladores, 392, 395
  dos reguladores séries, 398
eliminando o offset de saída, 303
entrada diferencial, 59-60
entrada inversora, 59

entrada não-inversora, 59
entrada não-inversora do amp-op., 61
entrada não-inversora e impedâncias de saída, 155
entrada reset, 355
entrada set, 355
entradas com buffer, 189
equalizadores de atraso, 271
escalas lineares, 20
escalas logarítmicas, 20
espaço, 365
espelho de corrente, 87-89
estabilidade do cristal, 346
estabilidade no ganho, 149
estágio de segunda ordem Sallen-Key, 254
estágio passa-altas, 243-244
estágio passa-baixas, 242-243
estágio passa-todas de primeira ordem, 267
estágios de BJT (transistor de junção bipolar), 35-46
estágios de primeira ordem, 242-246
estágios em cascata, 13

F

faixa de amarração de um PLL, 371
faixa de captura, 371
fase, 331
fatia de cristal, 347-348
fator de amortecimento, 240-241
fator de atenuação de realimentação, 147
fator de escala de freqüência (FSF), 254
FETs
  amp. op. BIFET, 102
  análise de baixa freqüência, 42
  análise de freqüência em estágios, 42-46
  análise em alta freqüência, 44-45
  oscilador Colpitts com FET, 343
figura de Lissajous, 284
filtro
  aproximações para, 228-238
  ativo, 105, 221, 228
  Bessel, 253-254
  biquadrático e variável de estado, 272-275
  Butterworth, 252-253
  Cauer, 231
  Chebyshev, 254
  de banda de passagem, 224
  de banda-estreita, 225-262
  de banda-larga, 225, 261
  de estado sólido, 834
  de ordem maior, 252-255
  KHN, 273
  largura de banda, 224
  LC de ordem maior, 241-242
  notch Sallen-Key de segunda ordem, 265
  outros tipos de, 235-238
  passa-altas, 258-261
  passa-baixa com componentes iguais, 255-259
  passa-baixas de segunda ordem e ganho unitário, 246-252
  passa-baixas Sallen-Key, 246
  passa-faixa MFB, 261-265
  passivos, 221, 228, 238-242
  ponto quiescente (ponto Q) dos, 225
  rejeita-faixa, 225-226, 265-267
  resposta de fase dos, 226
  resposta em freqüência dos, 223
  respostas aproximadas de, 226-238
  respostas ideais dos, 223-226
  Sallen-Key de componentes iguais, 255
  VCVS, 246-252, 255-261
filtro biquadrático, 272
filtro Butterworth, 252-253
filtro Chebyshev, 254
filtro de atraso de tempo, 267
filtro de atraso maximamente plano, 234
filtro de atraso passa-todas de primeira ordem, 267
filtro de atraso passa-todas de segunda ordem MFB, 267
filtro de avanço passa-todas de primeira ordem, 267
filtro de fase, 267
filtro de ganho unitário Sallen-Key, 247
filtro de múltipla realimentação múltipla (MPB), 262
filtro de variável de estado, 273
filtro duplo T, 337
filtro indutivo, 417
filtro notch, 335
filtro passa-baixas, 223
filtro passa-faixa/passa-baixas biquadrático de segunda ordem, 272
filtro passa-todas, 226, 267-271
filtro passa-todas de segunda ordem, 267
filtro TT (Tow-Thomas), 272
filtros ativos, 105, 221, 288
filtros Bessel, 253-254
filtros biquadráticos e de variável de estado, 272
filtros Cauer, 231
filtros de banda de passagem
  fator Q dos, 225
  largura de banda (BW) dos, 224
  MFB dos, 261-265
filtros de banda estreita, 225, 262
filtros de banda larga, 255-261
filtros de ordem maior, 252, 255
filtros de variável de estado, 273
filtros LC de ordem maior, 241-242
filtros notch Sallen-Key de segunda ordem, 265
filtros passa-altas, 223, 258-261
filtros passa-baixas Sallen-Key (filtros VCVS), 246
filtros passa-faixa MFB, 261-265
filtros passivos, 221, 228, 238-242
filtros rejeita-faixa, 225-226, 265-267
filtros Sallen-Key com componentes iguais, 255-258
flip-flop RS, 354-355
fonte de corrente Howland, 206-207

fonte de Corrente controlada por Corrente (ICIS), 145
fonte de corrente controlada por tensão (VCIS), 146, 203-207
fonte de tensão controlada por Corrente (ICVS), 145
fonte de tensão controlada por tensão (VCVS), 102, 145
fonte dupla regulada, 407
fontes de alimentação
  características das, 387-389
  regulação melhorada nas, 391-392
  resistência de saída das, 388-389
fórmula, 333-334
fração de realimentação B, 147
freqüência central, 226
freqüência de corte, 21, 247
freqüência de corte (quina), 582
freqüência de corte dominante, 31
freqüência de entrada, 370-371
freqüência de ganho unitário, 22
freqüência de meia potência, 4
freqüência de pólo, 247
freqüência de ressonância
  com pico de ganho, 247
  de circuitos LC, 340
  e Q, 239
  fórmula para, 333-334
freqüência fundamental, 348
freqüência ressonante em paralelo, 350
freqüências de corte, 4, 21, 34, 115
freqüências de vídeo, 209

G

ganho ajustável, 183
ganho ajustável reversível, 184
ganho da saída diferencial, 68
ganho de malha, 147, 331
ganho de potência, 9, 10, 11
ganho de potência em decibel, 8-12
ganho de saída com terminação simples, 68
ganho de tensão
  dos amp-difs, 67, 70
  dos amplificadores inversores, 113
  em malha fechada ideal, 148-149
  entre a banda média e o corte, 6
  exato em malha fechada, 147
ganho de tensão chaveado com JFET, 178
ganho de tensão diferencial, 187
ganho de tensão em decibel, 12-14, 20, 25
ganho de tensão em malha aberta, 102
ganho de tensão em malha fechada, 114
ganho de tensão em malha fechada ideal, 148
ganho de tensão exato em malha fechada, 147
ganho em decibel, 15
ganho em modo comum, 80-84
ganho reversivo, 184
geração de pulso, 375
geração de rampa, 366-367, 371
geradores triangulares, 311-312
golpe indutivo, 417
grampeador positivo ativo, 315
gráficos de Bode, 19, 23, 24
gráfico de Bode ideal, 21

H

harmônico, 151
histerese, 297

I

impedância de entrada
  aumento da, 263
  do amplificador inversor, 115
  dos amps. dif, 70
  em malha fechada, 150-151
  não inversora, 155
impedância de saida em malha fechada, 151
integração, 301
integração em escala muito ampla (VLSI), 87
integração em larga escala (LSI), 87
integração em média escala (MSI), 87
integração em pequena escala (SSI), 87
integração em ultra-ampla escala (ULSI), 87
integrador, 301-304
integrador Miller, 301
interferência de radiofreqüência (RFI), 395
interferência eletromagnética (EMI), 405
inversor/não-inversor comutável, 181
inversores, 183
inversores comutáveis controlados com (JFET), 182
isolação por camada de depleção, 86

J

janela, 85
JFETs. *Veja* inversores *comutáveis* controlados com JFETs

K

KHN filtros, 273

L

largura da bomba de grande sinal, 116
largura de banda (largura da faixa) (BW)
  descrição de, 34
  do amp. op., 116
  dos filtros de banda de passagem, 224
  e distorção por slew rate, 161
  e realimentação negativa, 722-723
  produto ganho-largura de banda, 160
largura de banda constante, 264
largura de banda em malha aberta, 115
largura de banda em malha fechada, 115
largura de potência da banda, 110
largura do pulso, 357

laser trimming, 195
lei de Moore, 87
limiar, 354
  referência de, 285
limitação de corrente, 398-400
limitação por retrocesso de corrente, 400
limitador positivo ativo, 314
limite da slew rate, 108
logaritmos, 8-9
lógica transistor-transistor, 286

M

malha de fase amarrada, 369-372
máxima tensão pico a pico de saída (MPP), 122
média geométrica, 225
médias, 198
misturador, 125
modo astável, 351
modulação em freqüência (FM), 371
modulação por largura de pulso (PWM), 357, 364
modulação por posição de pulso (PPM), 365-367
monoestáveis, 351
monotônico, 230
MOS (óxido de semicondutor e metal). *Veja também* MOSFETs
MOSFETs-E (MOSFETs no modo de crescimento).
multivibrador astável, 353
multivibrador biestável, 355
multivibrador monoestável, 353
multivibrador, 353

N

níveis de ruído, 295

O

offset, 74
onda quadrada, 285
onda triangular de saída, 373
ondas de pulso, 306
ondas retangulares, 305-306
ondas senoidais
  conversor de, em onda quadrada, 285
  conversor de, em onda retangular, 305
ondas triangulares
  conversão de ondas retangulares em, 305-306
  conversão de pulsos em, 306
  geração de, 309-310
ondulação, 229
operação astável, 353, 358-362
operação com fonte simples, 210-211
operação monoestável, 351, 355
operação trilho a trilho, 203
ordem dos filtros, 228
oscilação senoidal, 331-332
oscilações, 24
oscilador a cristal de quartzo, 347
oscilador a cristal Pierce, 350
oscilador Armstrong, 344-345
oscilador BC, 342
oscilador Clapp, 346
oscilador Colpitts, 339-343
oscilador Colpitts a cristal, 350
oscilador Colpitts com FET, 343
oscilador controlado por tensão (VCO), 360, 369
oscilador de deslocamento de fase, 337, 338
oscilador de relaxação, 308, 309
oscilador em ponte de Wien, 332, 337
oscilador Hartley, 345
osciladores
  acoplando uma carga, 341
  Armstrong, 344-345
  BC, 342
  circuito equivalente ca dos, 340
  Colppits, 344
  Colppits com cristal, 339-344
  Colppits com FET, 343
  condição inicial dos, 340
  controlado por tensão (VCO)
    operação do, 360
  cristal, 346-347, 350
  cristal de Pierce, 350
  cristal de quartzo, 347
  deslocamento de fase, 337, 338
  duplo T, 337-338
  Hartley, 345
  LC, 339, 344-346
  ponte de Wien, 332-337
  Rc, 337-338
  relaxação, 308-309
  tensão de saída do, 341
osciladores RC, 337-338
osciladores a cristal, 346-347, 350
osciladores duplo-T, 337-378
osciladores LC, 339, 343-346

P

par de cauda longa, 62
passivação, 84
percentual da distorção harmônica total, 152
peso, 199
peso binário, 199
pinagem (número dos pinos), 195
plano s, 247
PLL (malha de fase amarrada), 369-372
polarização e offsets, 116
ponta de prova de alta impedância, 175
ponte de Wheatstone, 189-190
ponte de Wien, 896
ponto de 10%, 32
ponto de 90%, 32

ponto de comutação (referência ou limiar), 285, 290
ponto de comutação inferior (LTP), 297
ponto de comutação superior (UTP), 297
ponto Q. *Veja* ponto quiescente (ponto Q)
ponto quiescente (ponto Q)
dos filtros de banda de passagem, 224
e freqüência ressonante, 239
portador, 365
ppm (parte por milhão), 741
predistorção, 250
produto ganho-largura de banda (GBP), 160
produto ganho-largura de banda (GBW), 116, 250
projeto de filtro, 254
proteção contra curto-circuito, 392, 398, 412
protótipo configuração, 227

Q

quartzo, 347

R

razão de rejeição das fontes de alimentação (PSRR), 690
razão de rejeição em modo comum (CMRR),
cálculos de, 188
de resistores externos, 188
definição de, 81
diagramas de, 145
dos amp. op., 107, 187
realimentação
capacitor de, 32
fator de atenuação da, 147
filtro de múltipla realimentação (MFB), 262
fração de realimentação B, 147
negativa, 145-146, 161-162
negativa discreta, 152
negativa do inversor, 113
realimentação negativa
tabela de, 161-162
tipos de, 145-146
referência de miliwatt, 17
referência de volt, 17
reforçador (*booster*) unidirecional, 201
reforçadores de Corrente, 201-203, 412
região linear, 286
regulação de carga, 387-388, 390-391, 405, 406
regulação em cada cartão, 405
regulação única, 405
regulador boost, 418-419
regulador buck, 416
regulador buck-boost, 419
regulador linear, 388, 405-406
reguladores. *Veja também* reguladores série; reguladores Zener
ajustáveis, 408
boost monolíticos, 421
boost, 418-419
buck, 416
buck-boost, 419
buck-boost monolíticos, 422
chaveados, 395, 413
tabela de, 409
com dois transistores, 396-397
de tensão, 134, 407
ci de baixa potência, 405
de tensão da série LM7800, 406
de tensão da série LM79XX, 407
de tensão fixa, 407
de tensão negativa, 407
desligamento dos CIs, 405
eficiência dos, 392, 395
em paralelo, 389-395, 396
linear monolítico, 405-411
monolíticos buck, 419
níveis de ruídos dos, 395
regulação de linha dos, 388, 405-406
tensão nos CIs, 405
tipos de CIs, 405
reguladores de tensão, 134-407
reguladores série,
eficiência dos, 397-398
limitação de corrente dos, 398-400
operação e função dos, 395-404
proteção contra curto-circuito, 392
regulação melhorada dos, 398
reguladores shunt, 389-395
tensão de saída dos, 396
versus regulador shunt, 396
versus reguladores série, 395
reguladores Zener
regulação na corrente com, 390-391
regulador shunt com, 389
rejeição à ondulação, 409
relação tempo de subida-largura de banda, 32-34
reset, 314
resistência de saída, 388-389
resistências de base iguais, 77
resistor de pullup, 292
resistor sensor de corrente, 399
resistores de base, 63
resistores de carga ativa, 88
resistores externos, 188
resposta amortecida, 241
resposta Chebyshev, 241
resposta com pico de ganho, 247
resposta de fase, 223
resposta de filtros ideal, 223-226
resposta de primeira ordem, 106
resposta do subamortecimento, 241
resposta em freqüência
do amp. op. 741, 108
do amplificador, 3

do amplificador ca, 3
dos filtros, 223
resposta ideal, 223
resposta sobreamortecida, 245
respostas
dos amplificadores ca, 3
dos amplificadores cc, 4-6
respostas aproximadas dos filtros, 226-238
respostas Bessel, 247, 269-270
respostas Butterworth, 241, 247, 270-271
respostas na banda de passagem, 236
respostas para a banda de corte, 237
retificador de meia-onda ativo, 312
retificadores,
de meia-onda, 312
de meia-onda ativos, 312
ruído, 295
ruído térmico, 295
e ganho de tensão, 333

S

saída com terminação simples, 60-61
saída diferencial, 59, 69
saída limitada, 287
saída senoidal, 373
sais de Rochelle, 347
Schmitt trigger de ganho unitário, 296
Schmitt trigger não-inversor, 298
seguidor de tensão, 125-126
segundas aproximações
dos amp-difs, 63
sinal em modo comum, 80
sinal modulante, 364
sinal periódico, 305
sintonia da freqüência central, 264
sirenes, 362
slew rate, 108
sobretons, 348
somador, 197
subtrator, 196

T

taxa de decaimento, 228
tempo de subida, 32, 33-34
tempo médio entre falhas (MTBF), 415
temporizador com 351-358
temporizadores, 351-359
ciclo de trabalho dos, 361
diagrama em bloco funcional dos, 353
disparo, 362-366
redisparo reset, 362-366
tensão da entrada diferencial, 187
tensão de desligamento, 405
tensão de entrada
corrente de saída diretamente proporcional à, 205
tensão de erro de saída, 105, 122
em malha fechada, 151
tensão de erro, 335
tensão de inicialização e ruído térmico, 332
tensão de limiar, 354
tensão de margem de operação, 397
tensão de offset de entrada, 76
tensão de saída
dos amplificadores ICVS, 154
dos osciladores, 341
dos reguladores série, 397
rampa da, 351
tensão de saída em rampa, 309
tensão referência de, 180
tensão Zener, 390
termistor, 190
terra mecânico, 113
terra virtual, 113
topologia, 416
transcondutância, 145
transdutor de entrada, 190
transdutor de saída, 190
transdutores, 190
transição, 223
transistor de passagem, 396, 415
transistores,
de passagem, 396-415
externos, 412
lógica transistor-transistor, 286
regulador com dois transistores, 396
transresistência, 146
trocador de sinal, 183
turmalina, 347

V

VCIS (fonte de corrente controlada por tensão)
amplificador, 156-158
VCO (oscilador controlado por tensão), 360, 369
VCVS (fonte de tensão controlada por tensão)
equações, 149-153
filtros, 246
filtros passa-altas, 258-261
filtros passa-baixas de segunda ordem e ganho unitário, 246-252
VCVS (fonte de tensão controlada por tensão)
ganho de tensão do, 147-149

W

wafers, 84

X

XR-2206, 372