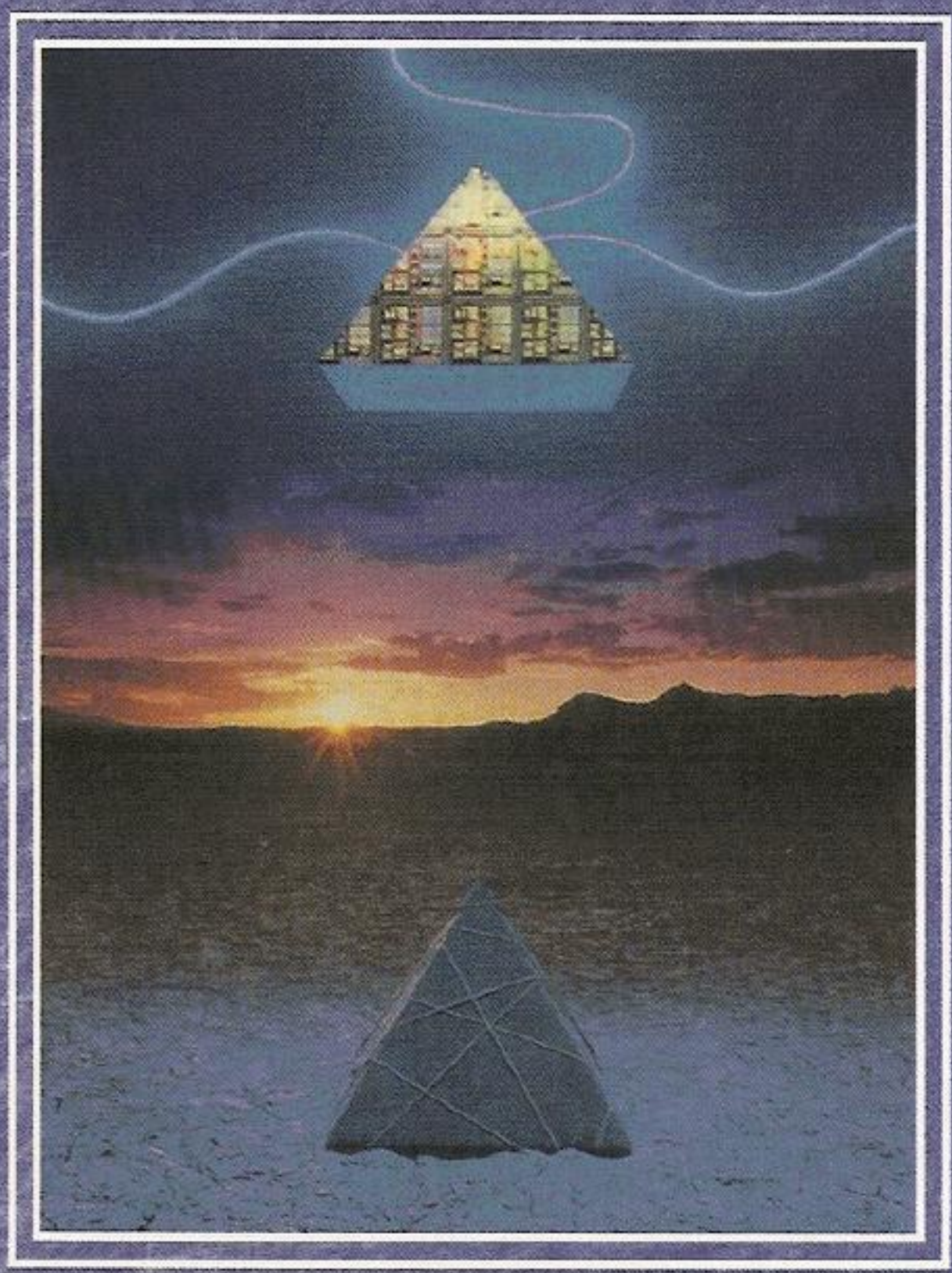
MALVINO

ELETRÔNICA

4ª EDIÇÃO



Volume II

ELETRÔNICA

4ª EDIÇÃO

Volume II

Outros Livros na Área:

Lander — Eletrônica Industrial — 2ª Edição

Sedra — Microeletrônica — 4ª Edição

Ahmed — Eletrônica de Potência

Boylestad — Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos — 8ª Edição

Mariotto — Análise de Circuitos Elétricos

Bogart — Dispositivos e Circuitos Eletrônicos — 3ª Edição – Vols. 1 e 2

Tocci — Sistemas Digitais: Princípios e Aplicações — 8ª Edição

INSTITUTO BIBLIOTECA

ELETRÔNICA

4ª Edição

VOLUME 2

Albert Paul Malvino, Ph.D, E. E.

Tradução:
José Lucimar do Nascimento
Professor de Eletrônica e Informática do Cetel/MG

Revisão Técnica:
Antonio Pertence Júnior
Coordenador Técnico do Cetel
Engenheiro Eletrônico, Professor e Supervisor do Cetel/MG

Colaboração:
Romeu Abdo
Professor e Coordenador (UTRAMIG)

PEARSON
Makron Books

São Paulo

Brasil Argentina Colômbia Costa Rica Chile Espanha
Guatemala México Peru Porto Rico Venezuela

© 1997 by Pearson Education do Brasil Ltda.
© 1989, 1984, 1979, 1973, McGraw-Hill, Inc.

Todos os direitos reservados. Nenhuma parte desta publicação poderá ser reproduzida ou transmitida de qualquer modo ou por qualquer outro meio, eletrônico ou mecânico, incluindo fotocópia, gravação ou qualquer outro tipo de sistema de armazenamento e transmissão de informação, sem prévia autorização, por escrito, da Pearson Education do Brasil.

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
(Câmara Brasileira do Livro, SP, Brasil)

Malvino, Albert Paul
Eletrônica : volume 2 / Albert Paul Malvino
Tradução: José Lucimar do Nascimento
Revisão Técnica: Antonio Pertence Júnior, – 4ª ed.
São Paulo : Makron Books, 1997.

Título original: Electronic principles.

ISBN 85-346-0455-x

1. Eletrônica I. Título

95-4778 CDD-621.381

Índice para catálogo sistemático

1. Eletrônica : Engenharia 621.381

2005
Direitos exclusivos para a língua portuguesa cedidos à
Pearson Education do Brasil,
uma empresa do grupo Pearson Education
Av. Ermano Marchetti, 1435
Cep: 05038-001 Lapa – São Paulo – SP
Tel: (11)3613-1222 Fax: (11)3611-0444
e-mail: vendas@pearsoned.com

BIBLIOTECA

Para Joanna

Minha esposa, inteligente e maravilhosa,
sem a qual eu nada seria.
Ela sempre me conforta e me consola,
nunca se queixa ou interfere, nada pergunta,
suporta tudo e escreve minhas dedicatórias.

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer sinceramente aos seguintes colegas por suas ajudas e orientações na revisão desta edição do *Eletrônica*.

Larry Dillman
Indiana Vocational Technical College
Fort Wayne, Indiana

William Maxwell
Nashville State Technical Institute
Nashville, Tennessee

Albert Paul Malvino

SUMÁRIO

Prefácio XXIX

Capítulo 16 Efeitos de Freqüência 1

16.1 Resposta de freqüência de um amplificador 2

16.2 Capacitor de acoplamento de entrada 3

Freqüência crítica 4

Efeitos no amplificador 5

16.3 Capacitor de acoplamento de saída 9

Conversão de fonte de corrente para fonte de tensão 9

Outros amplificadores 11

16.4 Capacitor de desvio (*bypass*) do emissor 14

Freqüência crítica 14

Efeitos do capacitor de desvio do emissor 16

16.5 Circuito de desvio (*bypass*) do coletor 19

16.6 Teorema de Miller 22

16.7 Análise de amplificadores bipolares em alta freqüência 24

Circuito de desvio (*bypass*) de base indesejado 24

Circuito de desvio (*bypass*) indesejado do coletor 26
Freqüência crítica dominante 27
Estimativas para C'_e e r'_b 28
16.8 Resposta de freqüência total 32
16.9 Decibéis 34
Revisão de logaritmos 34
Ganho de potência em decibel 35
16.10 Ganho de tensão em decibel 38
Regras básicas para o ganho de tensão 38
Estágios em cascata 38
16.11 Ganho de tensão fora da banda média 40
Oitavas e décadas 41
Escalas linear e logarítmica 42
Gráfico do ganho de tensão em decibel 43
Tópicos opcionais 46
16.12 Demonstração do teorema de Miller 46
16.13 Análise de amplificadores FET em alta freqüência 48
Banda média 48
Rede de desvio (*bypass*) da porta 49
Rede de desvio (*bypass*) do dreno 50
Capacitâncias fornecidas pelas folhas de dados 51
16.14 dBm 52
16.15 Ganhos de potência e de tensão 52
Casamento de impedâncias 53
Impedâncias não-casadas 54
16.16 Curvas de Bode 54
Ganho de tensão em decibel 55

Curva de Bode do ganho de tensão 57
6 dB por oitava 57
Ângulo de fase 58
Curva de Bode do ângulo de fase 59
Rede de avanço 59
16.17 Mais informações sobre a resposta de freqüência de um amplificador 60
Amplificador *ca* 61
Amplificador *cc* 62
Largura de banda de estágios em cascata 63
16.18 Relação do tempo de subida e largura de banda 63
Tempo de subida 64
Relação entre T_R e RC 65
Uma relação importante 65
16.19 Efeitos das capacitâncias parasitas 66
Circuitos equivalentes 67
Capacitância parasita 67
Indutância de terminal 68
Um gráfico útil 69
16.20 Algumas freqüências críticas 70
Apoio aos estudos 71
Resumo 71
Equações importantes 73
Atividades para o estudante 74
Questões 74
Problemas básicos 76
Problemas para análise de defeitos 79

Problemas avançados 79
Problemas utilizando o "Dispositivo de Análise Variacional" . . . 82
Capítulo 17 Teoria do Amp Op 84
17.1 Circuitos integrados 85
Idéia básica 86
Um exemplo simples 88
Tipos de CIs 88
Níveis de integração 89
17.2 Amplificador diferencial 90
Forma geral 91
Circuitos utilizados em CIs amp op 91
Corrente de cauda 92
17.3 Características das duas entradas 96
Corrente de compensação (*offset*) de entrada 96
Corrente de polarização de entrada 96
Correntes de base 97
17.4 Análise *ca* de um amp dif 100
O circuito da cauda é uma fonte de corrente 100
Circuito equivalente *ca* 102
Impedância de entrada 103
Notação 104
17.5 Tensão de compensação (*offset*) de saída 107
Tensão ideal de saída 107
Valores diferentes de V_{BE} 108
Efeitos da corrente de base 109
Efeitos combinados 110
Anulando a tensão de compensação (*offset*) de saída 111

17.6 Ganho em modo comum 114
Razão de rejeição em modo comum 116
Tópicos opcionais 120
17.7 O espelho de corrente 120
17.8 Amplificador diferencial com espelhos de corrente 122
Fonte de corrente fornecendo a corrente de cauda 122
Carga ativa 123
Apoio aos estudos 125
Resumo 125
Equações importantes 126
Atividades para o estudante 127
Questões 127
Problemas básicos 128
Problemas para análise de defeitos 130
Problemas avançados 130
Problemas utilizando o "Dispositivo de Análise Variacional" . . . 131
Capítulo 18 Mais Teoria sobre Amp Op 133
18.1 Resposta de freqüência para pequenos sinais 134
18.2 Resposta de freqüência para grandes sinais 138
Idéia básica 138
Taxa de carga 139
Distorção devido à taxa de variação 140
18.3 Largura de banda para grandes sinais 143
Uma equação útil 144
Comprometimento 144
18.4 O amp op 146
Diagrama esquemático do 741 147

Caminho de retorno *cc* para as entradas das bases 149
Impedância de entrada 149
Símbolo esquemático 150
18.5 Características dos amps op 153
Tensão de compensação (*offset*) de entrada 153
Corrente de compensação (*offset*) de entrada 154
Mais três características 155
Resposta de freqüência 156
Distorção devido à taxa de variação 157
18.6 Amps op populares 160
Tópicos opcionais 162
18.7 Outros CIs lineares 162
Amplificadores de áudio 162
Amplificadores de vídeo 163
Amplificador de RF e FI 164
Reguladores de tensão 164
Apoio aos estudos 165
Resumo 165
Equações importantes 166
Atividades para o estudante 167
Questões 167
Problemas básicos 169
Problemas avançados 171
Problemas utilizando o "Dispositivo de Análise Variacional" . . . 171
Capítulo 19 Amp Op com Realimentação Negativa 174
19.1 Realimentação de tensão não-inversora 175
Tensão de erro 175

Ganho de tensão estável 176
Análise matemática 176
Ganho de tensão ideal 178
Aproximação ideal 178
19.2 Ganhos de tensão de malha aberta e de malha fechada 182
19.3 Impedâncias de entrada e saída 185
19.4 Outros benefícios da realimentação negativa 188
Distorção 189
Redução da tensão de compensação de saída 190
Dessensibilidade 191
19.5 Tensão de realimentação inversora 196
Análise matemática 196
Impedância de entrada 198
Outros benefícios 199
Terra virtual 199
19.6 Largura de banda 204
Largura de banda de malha fechada 205
Produto ganho-largura de banda 205
Freqüência de ganho unitário 207
Taxa de variação e largura de faixa para grandes sinais 207
Tópicos opcionais 210
19.7 Valor exato da fração de realimentação 210
19.8 Mais sobre realimentação de tensão inversora 211
19.9 Realimentação de corrente não-inversora 212
Circuito equivalente *ca* 212
Análise matemática 212
Transcondutância 214

Outros benefícios 214
Ponto de vista simplificado 215
19.10 Realimentação de corrente inversora 215
19.11 Mais sobre a largura de banda de malha fechada 217
Apoio aos estudos 218
Resumo 218
Equações importantes 219
Atividades para o estudante 220
Questões 220
Problemas básicos 223
Problemas para análise de defeitos 225
Problemas avançados 226
Problemas utilizando o "Dispositivo Verificador de Defeitos" . . 227
Capítulo 20 Circuitos Lineares com Amp Op 229
20.1 Amplificador de tensão não-inversor 230
Circuito básico 230
Amplificador *ca* 231
Operação com alimentação simples 232
Amplificador de áudio 233
Ganho de tensão com JFET chaveado 234
20.2 O amplificador de tensão inversor 237
Análise simplificada 238
Impedâncias 239
Produto ganho-largura de banda de malha fechada 240
Compensação ocasionada pela corrente de polarização de entrada 241
Propriedades de um amplificador inversor de tensão 242

20.3 Circuitos inversores com amp op 244
Inversor chaveável 244
Inversor chaveável controlado por JFET 245
Largura de banda ajustável 246
Operação com fonte de alimentação simples 247
Ganho inversor ajustável 248
Inversor/não-inversor ajustável 248
20.4 Amplificador somador 252
20.5 Reforçadores (*boosters*) de corrente para amplificadores de tensão 255
20.6 Fontes de corrente controladas por tensão 257
Carga aterrada 257
Conversor tensão-corrente aterrado 258
20.7 Amplificadores diferencial e de instrumentação 262
20.8 Filtros ativos 264
Filtro passa-baixo 264
Filtro passa-baixo de dois pólos 266
Filtros passa-altos 267
Tópicos opcionais 269
20.9 Controle automático de ganho (AGC) 269
AGC de áudio 269
AGC de vídeo de baixo nível 271
AGC de vídeo de alto nível 272
20.10 Fonte de corrente Howland 273
20.11 Mais filtros ativos 274
Filtro passa-baixo de três pólos 274
Mais pólos 275

Tabela para filtros Butterworth 275
Filtros passa-altos 276
Apoio aos estudos 278
Resumo 278
Equações importantes 279
Atividades para o estudante 280
Questões 280
Problemas básicos 282
Problemas para análise de defeitos 287
Problemas avançados 288
Problemas utilizando o "Dispositivo Verificados de Defeitos" . . 288
Capítulo 21 Circuitos Não-Lineares com Amp Op 290
21.1 Circuitos com diodo ativo 291
Retificador de meia-onda 291
Detector de pico ativo 293
Limitador positivo ativo 294
Grampeador positivo ativo 296
21.2 Comparadores 298
Circuito básico 298
Mudando o ponto de comutação 299
Comparador com alimentação simples 301
Comparadores na forma de CI 302
21.3 O Schmitt trigger 305
Circuito básico 306
Histerese 307
Circuito não-inversor 308
21.4 O integrador 311

Circuito básico 312
Eliminação da compensação (*offset*) de saída 314
21.5 Conversão de forma de onda 316
Senoidal em retangular 316
Retangular em triangular 318
De triangular em pulso 318
21.6 Geração de forma de onda 321
Oscilador de relaxação 322
Gerando ondas triangulares 323
Tópicos opcionais 324
21.7 Conversor A/D 324
21.8 Comparador de janela 325
Um exemplo com amp op 325
Utilizando o LM339 327
21.9 Mais sobre o Schmitt trigger 327
Capacitor de elevação de velocidade 328
Deslocando os pontos de comutação 329
21.10 O diferenciador 331
Diferenciador *RC* 331
Diferenciador amp op 333
O diferenciador amp op prático 334
21.11 Um outro gerador triangular 334
Apoio aos estudos 336
Resumo 336
Equações importantes 337
Atividades para o estudante 337
Questões 337

Problemas básicos 339
Problemas avançados 343
Problemas utilizando o "Dispositivo Verificador de Defeitos" . . 343
Capítulo 22 Osciladores 345
22.1 Teoria da oscilação senoidal 346
Ganho e fase da malha 346
A tensão de partida 347
AB diminui até a unidade 348
22.2 O oscilador com ponte de Wien 348
Circuito de atraso 348
Circuito de avanço 349
Circuito de avanço-atraso 350
Fórmula para a freqüência de ressonância 351
Como funciona o circuito 352
Condições iniciais 354
Desvio de fase do amplificador 354
Filtro rejeita-faixa 355
22.3 Outros osciladores *RC* 356
Oscilador duplo-T 357
Oscilador de deslocamento de fase 358
22.4 O oscilador Colpitts 359
Configuração EC 360
Freqüência de ressonância 361
Condição inicial 361
Tensão de saída 363
Acoplando a uma carga 363

Configuração BC 365
Oscilador Colpitts com FET 366
22.5 Outros osciladores *LC* 368
Oscilador Armstrong 368
Oscilador Hartley 369
Oscilador Clapp 370
Oscilador a cristal 371
22.6 Cristais de quartzo 372
Cortes em cristais 372
As freqüências fundamental e sobretons 373
Circuito equivalente *ca* 373
Ressonância em série e em paralelo 374
Estabilidade do cristal 376
Osciladores a cristal 376
22.7 Oscilações indesejadas 378
Oscilações em baixa freqüência 378
Realimentação indesejada 380
Malhas de terra 382
Desacoplamento da alimentação 383
Oscilações parasitas 383
Amplificadores com realimentação negativa 384
Tópicos opcionais 385
22.8 Outras formas de reduzir AB à unidade 385
22.9 Temporizador (*timer*) 555 387
Flip-Flop *RS* 387
Conceito básico de medição de tempo 388
Diagrama em bloco do 555 390

Operação monostável 391
Operação astável 393
Oscilador controlado por tensão 395
Gerador de rampa 396
Apoio aos estudos 399
Resumo 399
Equações importantes 400
Atividades para o estudante 401
Questões 401
Problemas básicos 403
Problemas para análise de defeitos 406
Problemas avançados 406
Problemas utilizando o "Dispositivo Verificador de Defeitos" . . 407
Capítulo 23 Fontes de Alimentação Reguladas 409
23.1 Regulação por realimentação de tensão 410
Idéia básica 410
Tensão de saída 411
Dissipação de potência no transistor de passagem 412
23.2 Limitação de corrente 415
Uma observação a mais no joelho da curva do diodo 416
Limitação simples 416
Desvantagens da limitação simples 419
Circuito de desvio (*bypass*) dominante 420
23.3 Características da fonte de alimentação 423
Regulação de carga 423
Regulação de linha 425
Impedância de saída 426

Rejeição à ondulação 426
23.4 CIs reguladores com três terminais 429
A série LM340 429
Regulador fixo 430
Outras duas aplicações 432
A série LM320 433
Reguladores ajustáveis 434
Reguladores de duas vias 435
Tabela de reguladores 435
23.5 Reforçadores (*boosters*) de corrente 439
O transistor externo 439
Limitação de corrente 440
23.6 Conversor *cc-cc* 443
Idéia básica 443
Um exemplo 444
23.7 Reguladores chaveados 445
Três configurações básicas 445
Mais a respeito da versão abaixadora (*step-down*) 447
Um exemplo 448
Tópicos opcionais 450
23.8 Limitação desdobrada 450
23.9 Saída regulada com limitação desdobrada 454
Apoio aos estudos 455
Resumo 455
Equações importantes 456
Atividades para o estudante 458
Questões 458

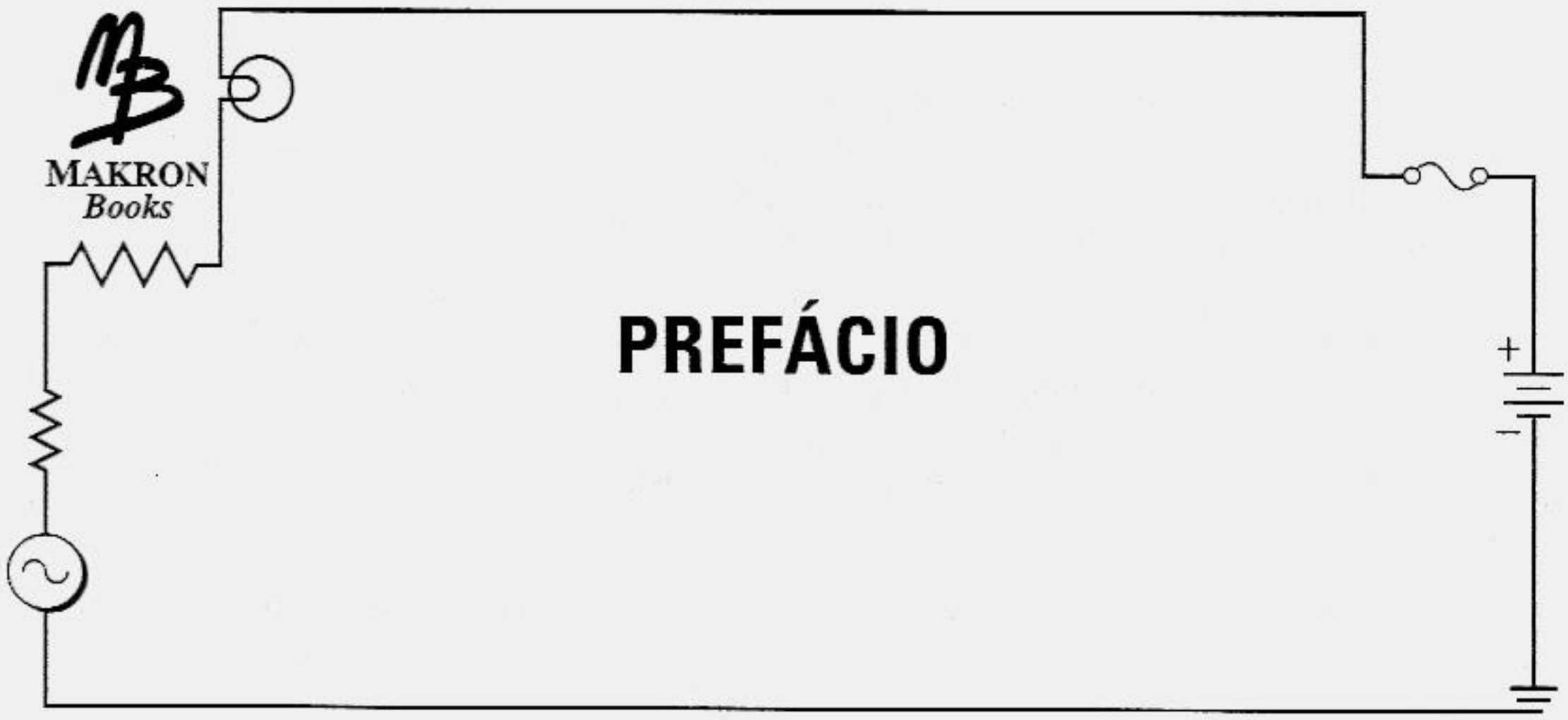
Problemas básicos 460
Problemas para análise de defeitos 463
Problemas avançados 464
Problemas utilizando o "Dispositivo Verificador de Defeitos" . . 465
Capítulo 24 Circuitos de Comunicação 467
24.1 Operação classe C 468
Amplificador sintonizado 468
Sem polarização 469
Linhas de carga 469
Circuito equivalente *ca* 470
Depressão da corrente na ressonância 471
Resistência *ca* do coletor 472
Grampeador *cc* 473
Ciclo de trabalho 474
Filtragem das harmônicas 475
Verificação de defeitos 475
24.2 Relações de potência para a classe C 477
Potência de carga 478
Dissipação de potência do transistor 478
Dreno de corrente 479
Eficiência de estágio 480
Alimentação a pleno sinal 481
24.3 Multiplicadores de freqüência 482
24.4 Harmônicos 483
Idéia básica 484
Espectro 485
Quatro espectros básicos 488

A componente *cc* 488
Operação com grande sinal 491
24.5 Misturadores de freqüência 493
Idéia básica 493
Tamanho normal de sinais de entrada 494
Transistor misturador 494
Conversão do ganho 495
Misturadores em receptores AM 496
24.6 Ruído 497
Alguns tipos de ruído 497
Ruído térmico 498
24.7 Modulação de amplitude 500
Idéia básica 500
Amplificador modulador de RF 501
Tensões de entrada 501
Freqüências de entrada 502
24.8 Modulação percentual 503
24.9 Espectro AM 504
Portadora não-modulada 505
Produto cruzado 505
Componentes espectrais 506
24.10 Demodulador AM 507
Diodo demodulador 507
Constante de tempo 508
24.11 O receptor super-heteródino 509
24.12 Modulação de freqüência 510
Idéia básica 510

Desvio de freqüência 510
Largura de banda 512
Vantagens da FM sobre a AM 512
Apoio aos estudos 513
Resumo 513
Equações importantes 514
Atividades para o estudante 515
Questões 515
Problemas básicos 516
Apêndice **519**
Glossário **524**
Respostas dos Problemas de Números Ímpares Selecionados **545**
Índice Analítico **549**

VOLUME I

Capítulo 1 Introdução 1
Capítulo 2 Semicondutores 23
Capítulo 3 A Teoria dos Diodos 65
Capítulo 4 Circuitos dos Diodos 97
Capítulo 5 Diodos para Aplicações Especiais 149
Capítulo 6 Transistores Bipolares 194
Capítulo 7 Fundamentos de Transistores 244
Capítulo 8 Circuitos de Polarização do Transistor 297
Capítulo 9 Os Modelos para *CA* 346
Capítulo 10 Amplificadores de Tensão 395
Capítulo 11 Amplificadores de Potência 450
Capítulo 12 Seguidor de Emissor 494
Capítulo 13 Transistores de Efeito de Campo 548
Capítulo 14 Circuitos com FET 597
Capítulo 15 Tiristores 656



PREFÁCIO

A maior dificuldade ao escrever este livro foi decidir o que não deveria ser incluído. Essa decisão foi mais importante que qualquer outra coisa. Por quê? Porque muitos livros de eletrônica em uso atualmente falam sobre tópicos que já estão obsoletos há anos. Dissertar sobre tópicos obsoletos é uma perda de tempo e de esforço. Pior ainda, eles usam espaço nos livros que impede uma dissertação completa de tópicos que realmente importam. Portanto, minha primeira prioridade ao escrever este livro foi excluir tópicos fora de uso.

Outra dificuldade que encontrei foi a tentação de tomar o caminho mais fácil. O caminho mais fácil para um autor é mostrar circuitos, seguidos por exemplos de como ligar números a fórmulas. Eu decidi contra esse método, porque ele produz pessoas graduadas que não funcionam sem fórmulas. Não é esse o tipo de pessoa que a indústria está procurando. As modernas companhias buscam elementos que possam pensar lógica e criativamente sobre os problemas encontrados num trabalho técnico. Logo, minha segunda prioridade ao escrever este livro foi discorrer mais sobre os princípios que sobre as fórmulas.

Dividi os assuntos em tópicos básicos e opcionais. Os básicos incluem tudo o que é essencial para a compreensão do assunto. São tratados em profundidade, porque são o âmago de cada capítulo. São os princípios fundamentais da eletrônica. Eu uso mais lógica do que matemática quando trato desses tópicos. Próximo do final de cada capítulo, você encontrará alguns tópicos opcionais. Eles continuam o tratamento num nível mais especializado e mais avançado. Esses tópicos dirigem-se aos instrutores e estudantes que desejam dar um tratamento adicional a certas áreas. Eu uso mais matemática que lógica quando trato dos tópicos opcionais.

Quando era estudante, eu apreciava os apoios aos estudos no final de cada capítulo, porque eles me davam a chance de perceber o que havia aprendido. Esta edição contém vários auxílios aos estudos, incluindo resumos, equações importantes, questões de múltipla escolha e problemas para casa. Alguns capítulos incluem um "Software Engine™", que pode ser entendido como uma "análise variacional", e um "T-shooter™", que pode ser visto como "dispositivo verificador de falhas". Eles são versões de programas de computador que podem ser utilizados com este livro. O programa de análise permite que você pratique o pensamento variacional (descrito em outra parte) e o verificador de defeitos possibilita-lhe fazer as verificações básicas dos circuitos.

Este livro destina-se àquele estudante que está fazendo seu primeiro curso de eletrônica linear. Os pré-requisitos são cursos de *cc-ca*, álgebra e trigonometria. Em muitas escolas é possível fazer os cursos de trigonometria e *ca* ao mesmo tempo.

Einstein disse certa vez: "Torne as coisas o mais simples possível, mas não simplórias". Sem dúvida, ele estava pensando nos autores de livros. Muitos autores se desviam de seus assuntos, tornando as coisas as mais difíceis possíveis. Outros simplificam demasiadamente o assunto, dando-lhe um tratamento muito superficial. Apenas alguns livros encontram a linha estreita que separa informar de desperdiçar o tempo do leitor ou da leitora. Acredito que esse é um desses raros livros com o toque certo. Espero que você aprecie sua leitura assim como eu apreciei escrevê-lo.

MAKRON Books

Capítulo 16

EFEITOS DE FREQÜÊNCIA

No volume 1, admitimos que todos os capacitores estavam abertos em baixas freqüências e em curto-circuito em altas freqüências. Com os capacitores abertos, obtínhamos o circuito equivalente *cc* e, com eles curto-circuitados, obtínhamos o circuito equivalente *ca*, que contém apenas resistências. Em outras palavras, restringimos a nossa análise à banda de freqüência na qual aparecem apenas resistências no circuito equivalente *ca*. Agora estamos prontos para discutir o funcionamento de amplificadores fora dessa faixa de freqüências.

Após o estudo deste capítulo você deverá ser capaz de:

- Calcular a freqüência crítica dos capacitores de acoplamento de entrada, de acoplamento de saída e de desvio do emissor, assim como descrever o efeito de cada um no circuito do amplificador.
- Desenhar um diagrama mostrando as capacitâncias do coletor e as capacitâncias parasitas da fiação e ainda calcular a freqüência crítica do circuito de desvio do coletor.
- Utilizando o teorema de Miller, calcular as capacitâncias equivalentes de entrada e saída, as quais substituem a capacitância de realimentação de um dado circuito.
- Calcular a freqüência crítica dominante acima e abaixo da banda média de um dado circuito.
- Calcular o ganho de potência e o ganho de tensão em decibel de um dado circuito.
- Esboçar a curva de Bode ideal de um dado amplificador.

16.1 RESPOSTA DE FREQÜÊNCIA DE UM AMPLIFICADOR

A Figura 16.1 mostra uma *resposta de freqüência* típica de um amplificador. Esse é o gráfico da tensão de saída *versus* a freqüência do gerador dado para uma tensão constante do gerador. Em baixas freqüências, a tensão de saída diminui por causa dos capacitores de acoplamento e de desvio (*bypass*). Em altas freqüências, a tensão de saída diminui por causa das capacitâncias do transistor e das capacitâncias parasitas da fiação. Essas capacitâncias indesejadas proporcionam rotas de desvio para o sinal *ca*, evitando que ele chegue ao resistor de carga. Por isso a tensão de saída diminui quando a freqüência é muito alta.

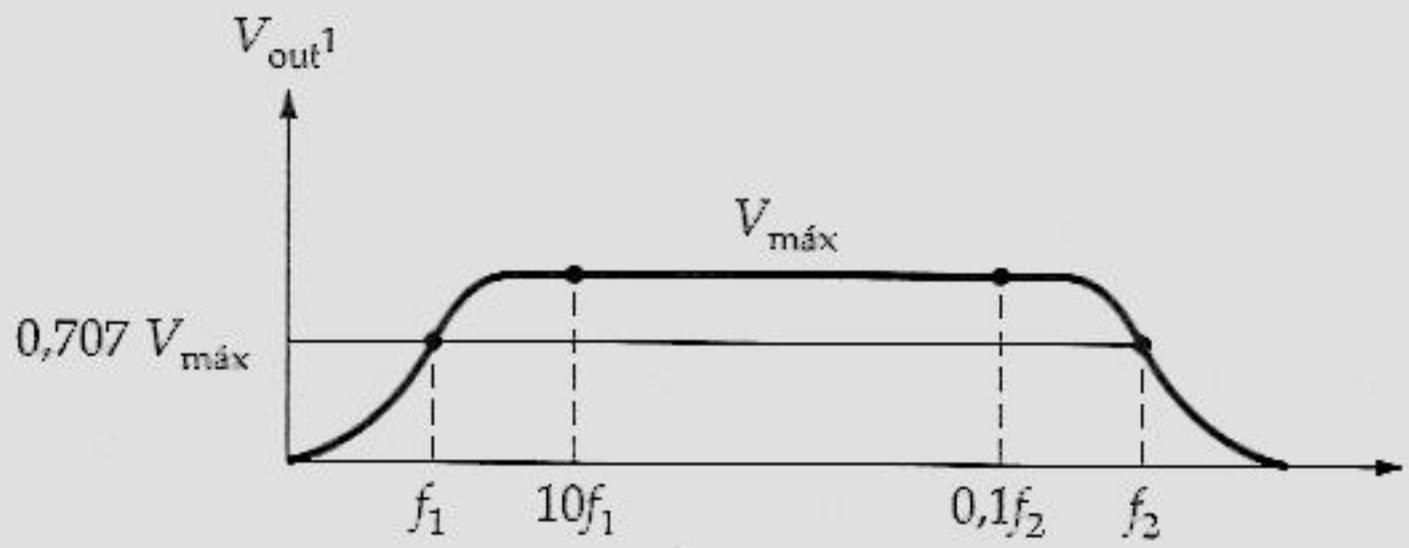


Figura 16.1 Resposta de freqüência.

Na faixa das freqüências médias, o amplificador produz uma tensão máxima de saída $V_{máx}$. Essa banda de freqüência representa as freqüências onde aparecem apenas resistências no circuito equivalente *ca* do amplificador. Supõe-se que é nessa faixa média de freqüência que o amplificador trabalha. As freqüências acima e abaixo dessa faixa média são evitadas na maioria das aplicações. As *freqüências críticas* de um amplificador são as freqüências em que a tensão de saída é 0,707 de $V_{máx}$. Normalmente um amplificador tem duas freqüências críticas, f_1 e f_2. Os capacitores de acoplamento e desvio são responsáveis pela freqüência inferior f_1. As capacitâncias do transistor e as capacitâncias parasitas da fiação são responsáveis pela freqüência superior f_2.

A faixa média de freqüências é chamada de *banda média*. Essa é faixa onde a saída do amplificador é máxima. Na Figura 16.1, a banda média é a banda de freqüências entre $10f_1$ e $0{,}1\ f_2$. Nessa faixa, o amplificador produz a máxima tensão de saída. A banda média é onde se supõe que um amplificador esteja operando. Normalmente, você não faz com que um amplificador opere fora da banda média porque a tensão de saída seria menor do que o valor máximo.

---

1 N.R.T.: Neste volume, optamos por manter a nomenclatura original V_{in} (v_{in}) e V_{out} (v_{out}) designando tensões CC (ca) de entrada e saída, respectivamente.

O que realmente queremos saber a respeito da resposta de freqüência é o seguinte: dado um amplificador, como podemos encontrar suas freqüências críticas f_1 e f_2? Essas duas freqüências são importantes para a resposta de freqüência porque podemos calcular facilmente a banda média após termos as freqüências críticas. A banda média contém todas as freqüências entre $10f1$ e $0{,}1\ f_2$.

Um ponto final: as freqüências críticas são tão importantes que elas são referidas por vários outros termos, dependendo da aplicação. Eis alguns dos nomes alternativos para as freqüências críticas: *freqüências de corte, freqüências de quebra, freqüências de canto, freqüências de potência média* e *freqüências de 3-dB*.

Exemplo 16.1

Um amplificador possui as seguintes freqüências críticas: $f_1 = 2$ Hz e $f_2 = 200$ kHz. Qual o valor da banda média?

Solução

Se você se lembra da nossa discussão sobre capacitores de acoplamento e de desvio, irá recordar-se do limite de alta freqüência, definido como sendo 10 vezes a freqüência crítica. Conforme deduzido antes, isso produz um acoplamento quase perfeito dentro de 0,5% do máximo. Por isso, usamos a mesma aproximação para calcular a borda inferior da banda média:

$$10\ f_1 = 10(2\ \text{Hz}) = 20\ \text{Hz}$$

Um conceito semelhante se aplica à extremidade superior da banda média, exceto que multiplicamos por 0,1 em vez de 10. Isso produz uma freqüência que é 10 vezes menor do que f_2 e garante que a tensão de saída esteja dentro de 0,5% do seu valor máximo. A extremidade superior da banda média é dada por

$$0{,}1\ f_2 = 0{,}1(200\ \text{kHz}) = 20\ \text{kHz}$$

A banda ou faixa média de freqüências é de 20 Hz a 20 kHz. A propósito, as freqüências entre 20 Hz e 20 kHz são chamadas de freqüências de *áudio*, que é a faixa aproximada das freqüências audíveis pelo ser humano. O amplificador desse exemplo é chamado de amplificador de áudio, pois ele amplifica freqüências de áudio. As freqüências acima de 20 kHz são chamadas de freqüências de rádio (abreviadas por RF).

16.2 CAPACITOR DE ACOPLAMENTO DE ENTRADA

O circuito de acoplamento da Figura 16.2*a* é um dos motivos para a diminuição na tensão de saída de um amplificador em baixas freqüências. A reatância capacitiva é dada por

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \tag{16.1}$$

Em freqüências muito baixas, X_C se aproxima do infinito. Em freqüências muito altas, X_C se aproxima de zero. Enquanto variamos a freqüência do gerador na Figura 16.2*a*, a tensão de saída varia devido ao capacitor de acoplamento. A Figura 16.2*b* mostra a resposta de freqüência do circuito de acoplamento. Na freqüência zero, a tensão de saída é zero. À medida que a freqüência aumenta, a tensão de saída aumenta. Quando a freqüência é suficientemente alta, a tensão de saída do circuito de acoplamento se aproxima de seu valor máximo, como mostra a Figura 16.2*b*.

Freqüência Crítica

A corrente no circuito da Figura 16.2*a* é dada por

$$I = \frac{V_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

onde $R = R_G + R_L$. O único termo sensível à freqüência na equação da corrente é X_C. Portanto, ele determina a resposta de freqüência. Em baixas freqüências, X_C se aproxima do infinito e a corrente tem um valor zero. Em altas freqüências, X_C se aproxima de zero e a corrente tem um valor máximo de

$$I_{máx} = \frac{V_G}{R} \tag{16.2}$$

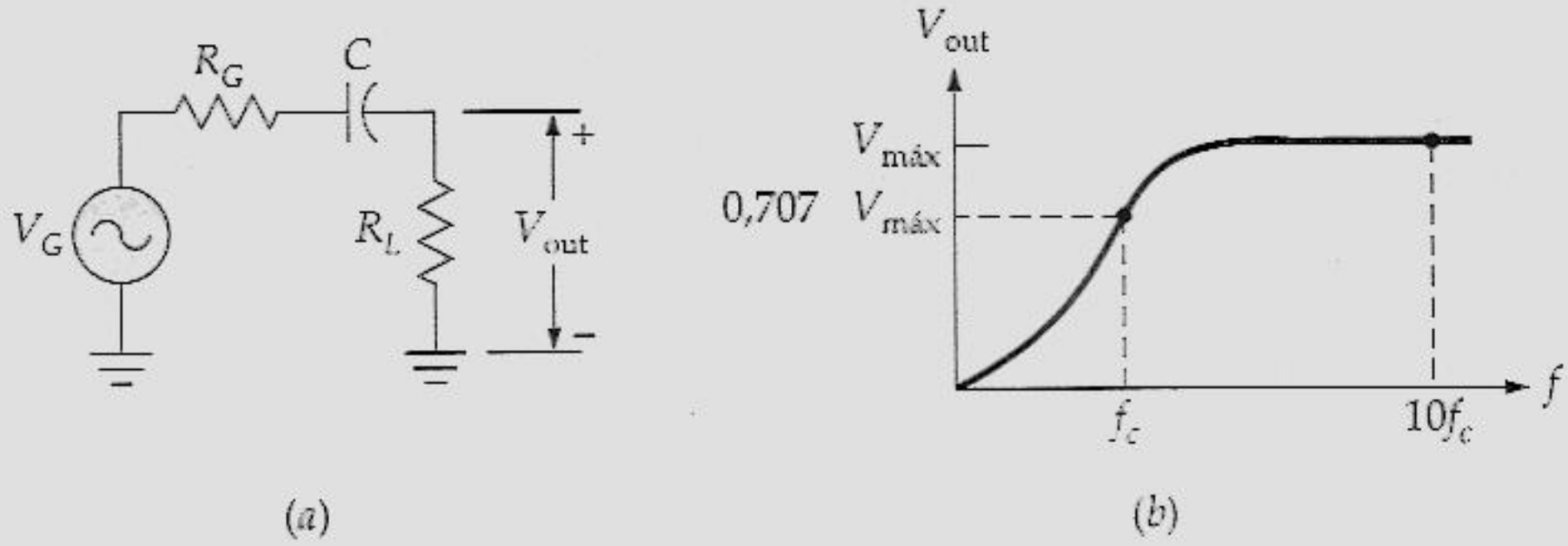


Figura 16.2 (*a*) Circuitos de acoplamento; (*b*) resposta de freqüência.

No Capítulo 9 (volume 1) discutimos a freqüência crítica. Essa é a freqüência do gerador, onde $X_C = R$, ou a freqüência onde a reatância capacitiva é igual à resistência total do circuito de acoplamento. Para essa condição, a corrente é

$$I = \frac{V_G}{\sqrt{R^2 + R^2}} = \frac{V_G}{\sqrt{2R^2}} = 0{,}707I_{\text{máx}}$$

Essa equação informa que a corrente diminui para 70,7% da corrente máxima.

Quando a freqüência for 10 vezes maior do que a freqüência crítica, $X_C = 0{,}1R$ e a corrente será

$$I = \frac{V_G}{\sqrt{R^2 + (0{,}1R)^2}} = \frac{V_G}{\sqrt{1{,}01R^2}} = 0{,}995I_{\text{máx}}$$

Isso significa que a corrente está dentro de 0,5% da corrente máxima, onde a freqüência é 10 vezes a freqüência crítica. Estando a corrente dentro de 0,5% da máxima, isso nos permite fazer as aproximações a seguir. A corrente é aproximadamente máxima em 10 vezes a freqüência crítica.

Aqui está o que é necessário recordar para determinar os efeitos dos capacitores de acoplamento na resposta de freqüência de um amplificador. Como foi provado no Capítulo 9 (volume 1), a freqüência crítica do circuito de acoplamento é dada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16.3}$$

Você pode aplicar essa equação básica em qualquer circuito de acoplamento, contanto que utilize a resistência total para R. Nessa freqüência, a corrente no circuito de acoplamento é 70,7% da corrente máxima. Para operar na faixa normal do circuito de acoplamento, você tem de aumentar a freqüência do gerador por um fator de 10. Quando a freqüência do gerador for $10f_c$, a corrente no circuito de acoplamento será aproximadamente máxima. Nesse caso, quase todo o sinal *ca* será acoplado no resistor de carga.

Efeitos no Amplificador

A Figura 16.3*a* mostra o amplificador EC analisado no volume 1. Ele tem um capacitor de acoplamento de entrada e um capacitor de acoplamento de saída. O que queremos fazer agora é encontrar a freqüência crítica produzida pelo capacitor de acoplamento de entrada. Adiaremos o estudo dos efeitos do capacitor de acoplamento de saída e do

capacitor de desvio para depois. Por enquanto, vamos eliminar da análise os capacitores de saída e de desvio do emissor, admitindo que C_{out} e C_E sejam capacitâncias infinitas. Isso nos permite desenhar o circuito equivalente *ca* como mostra a Figura 16.3*b*.

R_{in} é a impedância de entrada do estágio do amplificador na banda média, que é igual a

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| \beta r'_e$$

A resistência de entrada R_{in} é idêntica à z_{in} utilizada no volume 1. A resistência total do circuito de acoplamento de entrada é

$$R = R_G + R_{in} \tag{16.4}$$

Utilize esse valor de R para calcular a freqüência crítica.

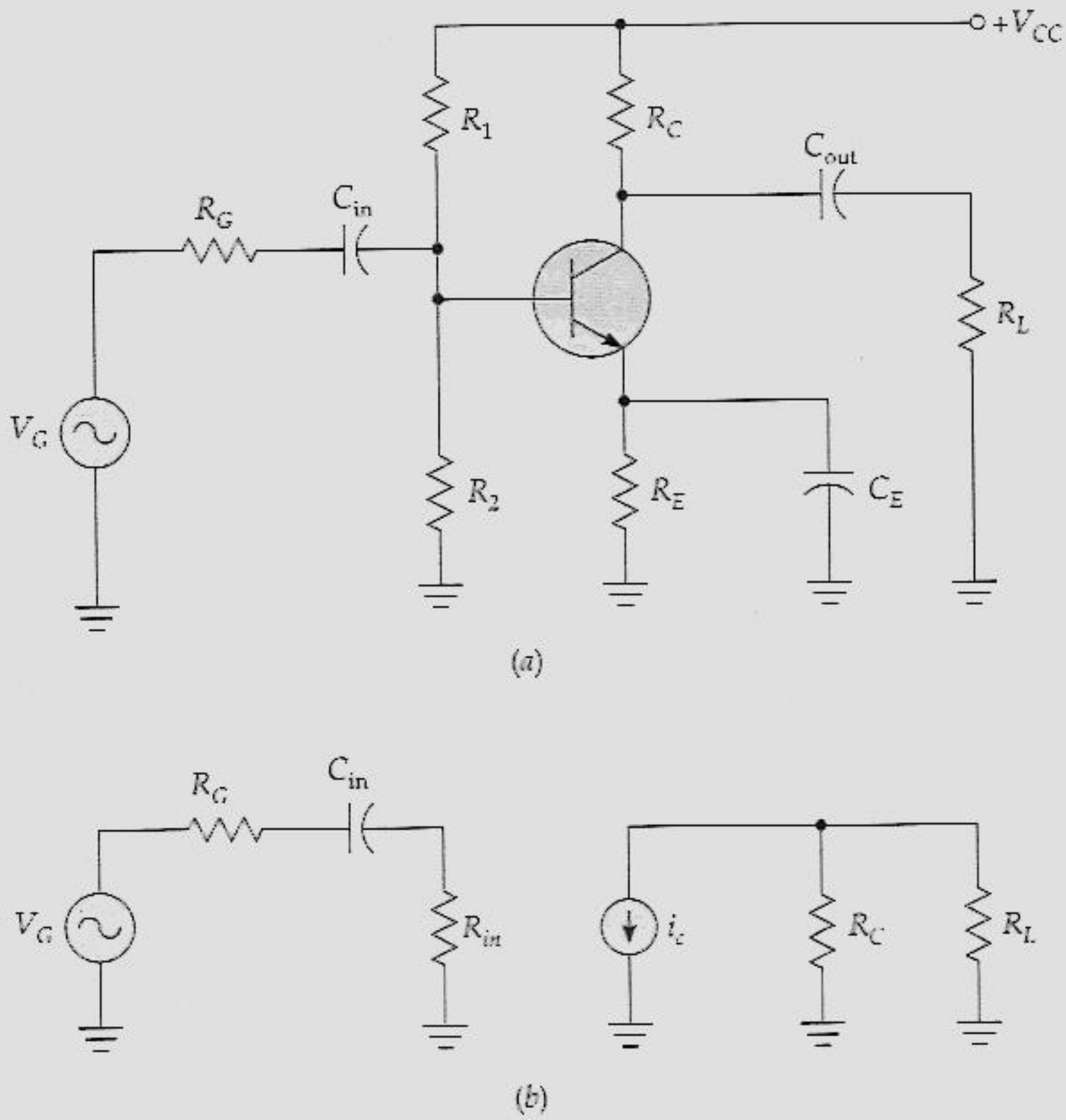


Figura 16.3 Amplificador EC e circuito equivalente.

Uma aproximação similar pode ser utilizada com qualquer amplificador (seguidor de emissor, amplificador JFET etc.). Você pode utilizar

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16.5}$$

para calcular a freqüência crítica. Calcule o valor de R para o circuito de acoplamento de entrada do amplificador, em particular, e substitua esse valor na Equação (16.5) juntamente com o valor do capacitor de acoplamento.

Exemplo 16.2

Se $\beta = 100$, qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada na Figura 16.4*b*?

Solução

Primeiro, obtenha a resistência de entrada do amplificador. Já sabemos a resposta, pois analisamos esse amplificador EC várias vezes no volume 1. Lembre-se de que $r'_e = 22{,}7\ \Omega$, $\beta r'_e = 2{,}27\ \text{k}\Omega$, $R_G = 600\ \Omega$ e $R_{in} = 1\ \text{k}\Omega$.

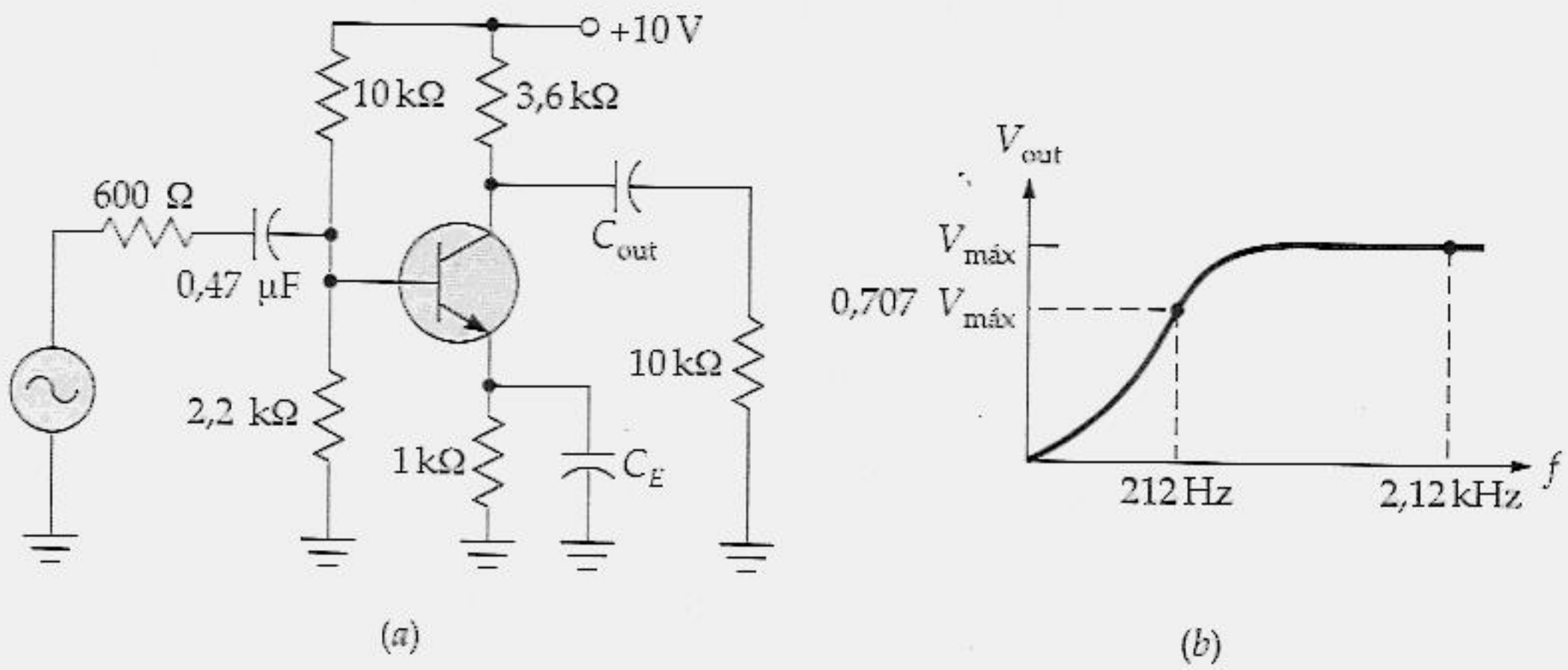


Figura 16.4 Exemplo.

Segundo, obtenha a resistência do circuito de acoplamento de entrada. Ela é igual à soma da resistência do gerador com a resistência de entrada do estágio:

$$R = 600\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega = 1{,}6\ \text{k}\Omega$$

Terceiro, calcule a freqüência crítica utilizando as equações básicas dadas anteriormente:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1{,}6\ \text{k}\Omega)(0{,}47\ \mu\text{F})} = 212\ \text{Hz}$$

Como essa é a freqüência crítica, um bom acoplamento começará na freqüência que for 10 vezes maior, aproximadamente 2,12 kHz, como mostra a Figura 16.4*b*.

Exemplo 16.3

Calcule a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada da Figura 16.5.

Solução

A resistência *ca* de carga vista pelo emissor é

$$r_e = 4{,}3\ \text{k}\Omega \parallel 620\ \Omega = 542\ \Omega$$

A tensão *cc* de base é + 5 V, então a tensão *cc* do emissor é + 4,3 V. Com um R_E de 4,3 kΩ, a corrente *cc* de emissor é 1 mA, o que significa que r'_e é aproximadamente 25 Ω. Portanto, a impedância de entrada da base é

$$z_{in(base)} = 100(542\ \Omega + 25\ \Omega) = 56{,}7\ \text{k}\Omega$$

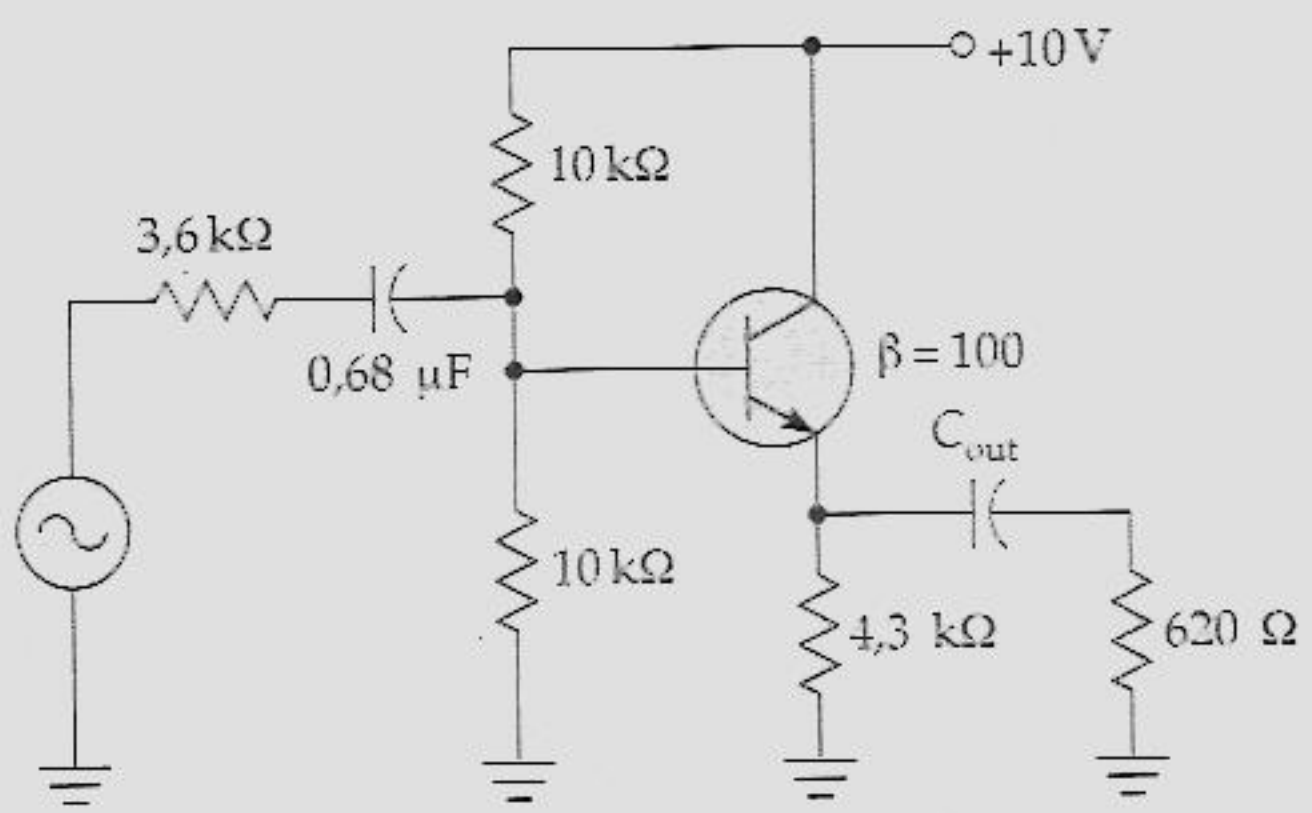


Figura 16.5 Exemplo.

A impedância de entrada do estágio é

$$z_{in} = 10\ k\Omega \parallel 10\ k\Omega \parallel 56{,}7\ k\Omega = 4{,}59\ k\Omega$$

Isso é idêntico a R_{in}. A resistência total e a capacitância do circuito de acoplamento de entrada são, respectivamente,

$$R = 3{,}6\ k\Omega + 4{,}59\ k\Omega = 8{,}19\ k\Omega$$

e

$$C = 0{,}68\ \mu F$$

Agora, calcule a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(8{,}19\ k\Omega)(0{,}68\ \mu F)} = 28{,}6\ Hz$$

Isso significa que a tensão de saída é 0,707 da tensão máxima de saída quando a freqüência do gerador for de 28,6 Hz. Para se obter um acoplamento quase perfeito, a freqüência do gerador deve ser 10 vezes maior, ou de 286 Hz.

16.3 CAPACITOR DE ACOPLAMENTO DE SAÍDA

O capacitor de acoplamento de saída tem um efeito similar ao do capacitor de acoplamento de entrada. Para obter a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída, precisamos utilizar a *impedância de saída* do amplificador em vez da impedância de entrada.

Conversão de Fonte de Corrente para Fonte de Tensão

Há uma forma elegante de analisar o circuito de acoplamento de saída. A Figura 16.6*a* mostra a saída de um amplificador EC. Na banda média de freqüências, a fonte de corrente do coletor aciona R_C em paralelo com R_L. Porém, abaixo da banda média, o capacitor de acoplamento tem uma reatância grande. Portanto, não podemos mais imaginar R_C em paralelo com R_L. Em vez disso, podemos utilizar uma outra aproximação para freqüências abaixo da banda média.

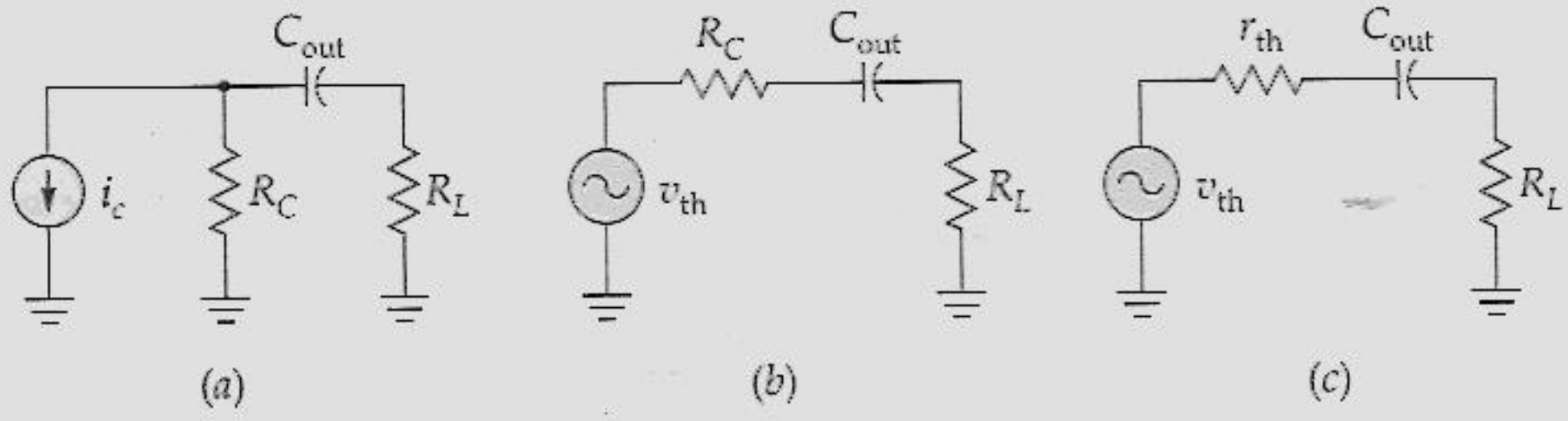


Figura 16.6 Capacitor de acoplamento de saída e circuito equivalente.

O caminho é o seguinte: aplicar o teorema de Thévenin no circuito que está à esquerda do capacitor de acoplamento. Em outras palavras, abrir a conexão entre a parte de cima de R_C e C_{out}. Com a conexão aberta, toda a corrente circula através de R_C proporcionando uma tensão Thévenin de

$$v_{th} = i_c R_C$$

Em seguida, obtenha a resistência Thévenin. Faça isso reduzindo a fonte para zero, que é equivalente a abrir a fonte de corrente. Com a fonte de corrente aberta, tudo o que você vê é R_C. Essa é a resistência Thévenin:

$$r_{th} = R_C \tag{16.6}$$

Essa resistência Thévenin algumas vezes é citada como a *impedância de saída* do amplificador.

A Figura 16.6*b* mostra o circuito equivalente. Tudo o que está do lado esquerdo de C_{out} foi thevenizado. Esse circuito equivalente é análogo ao circuito de acoplamento de entrada, exceto que

$$R = R_C + R_L \tag{16.7}$$

e

$$C = C_{out}$$

Portanto, você ainda pode usar a equação básica para calcular a freqüência crítica:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16.8}$$

Outros Amplificadores

A idéia de thevenizar a saída de um amplificador aplica-se a qualquer amplificador bipolar, amplificador JFET etc. Qualquer amplificador pode ser thevenizado para se obter o circuito equivalente da Figura 16.6*c*. Por isso, a resistência total do circuito de acoplamento de saída é

$$R = r_{th} + R_L$$

Isso significa que você pode encontrar a freqüência crítica de um circuito de acoplamento de saída com a fórmula básica que se aplica a todos os circuitos de acoplamento:

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

A única coisa que varia entre esses circuitos é o valor de R e C.

Eis as resistências Thévenin (impedâncias de saída) de todos os amplificadores básicos discutidos antes:

Amplificador EC: $r_{th} = R_C$ **(16.9)**

Amplificador EC Linearizado: $r_{th} = R_C$ **(16.10)**

Seguidor de Emissor: $r_{th} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right)$ **(16.11)**

Amplificador CS: $r_{th} = R_D$ **(16.12)**

Amplificador CS Linearizado: $r_{th} = R_D$ **(16.13)**

Seguidor de Fonte: $r_{th} = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$ **(16.14)**

A derivação dessas impedâncias de saída é similar àquela dada para o amplificador EC.

Exemplo 16.4

Qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída na Figura 16.7*a*? Desconsidere o capacitor de acoplamento de entrada e o capacitor de desvio do emissor.

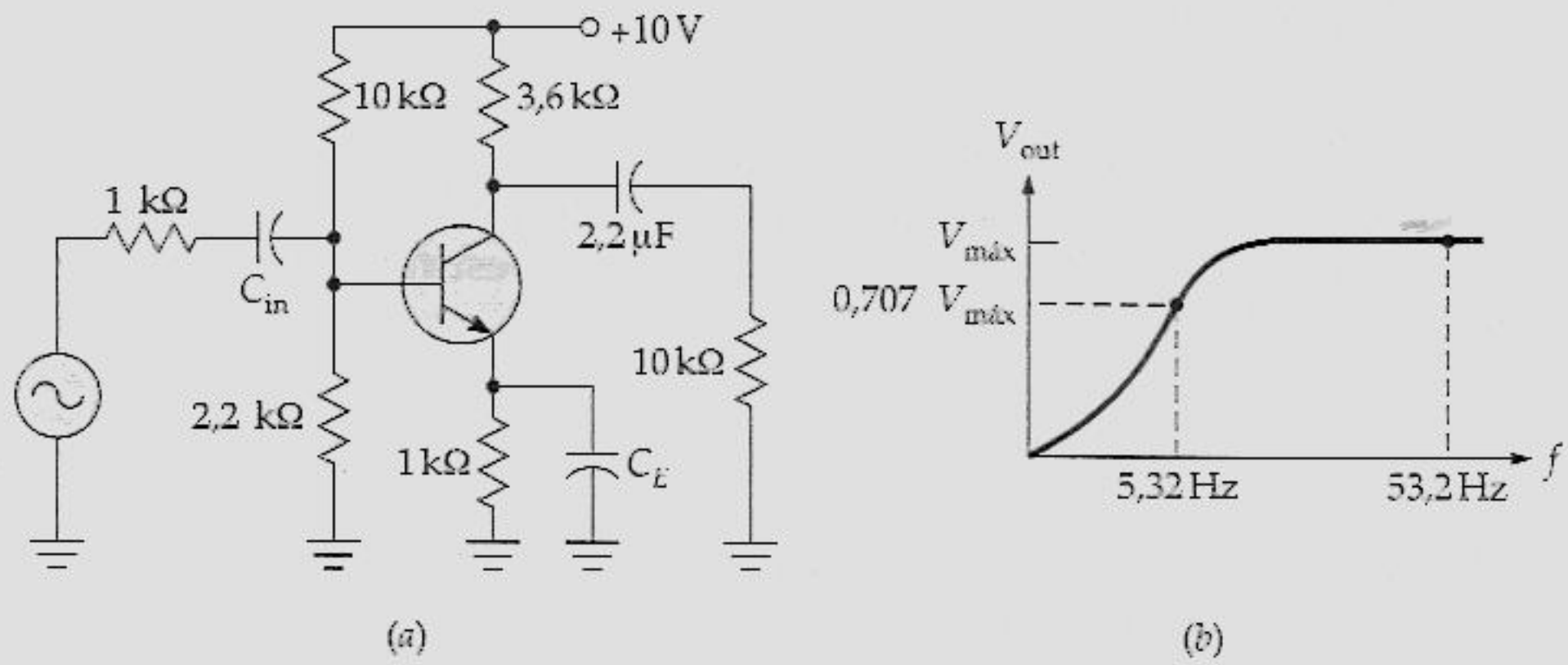


Figura 16.7 Exemplo.

Solução

A impedância de saída do amplificador EC é igual à resistência *cc* do coletor R_C:

$$r_{th} = 3{,}6\ \text{k}\Omega$$

A resistência total do circuito de acoplamento de saída é

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

O capacitor de acoplamento é

$$C = 2{,}2\ \mu\text{F}$$

Agora calcule a freqüência crítica como é mostrado a seguir:

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

Um bom acoplamento começa na freqüência que é 10 vezes maior, aproximadamente 53,2 Hz, como mostra a Figura 16.7*b*.

Exemplo 16.5

Calcule a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída da Figura 16.8.

Solução

Esse é um seguidor de emissor, portanto podemos utilizar a Equação (16.11) para determinar a impedância de saída:

$$r_{th} = 4{,}3\ \text{k}\Omega \parallel \left(25\ \Omega + \frac{3{,}6\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega}{100}\right)$$

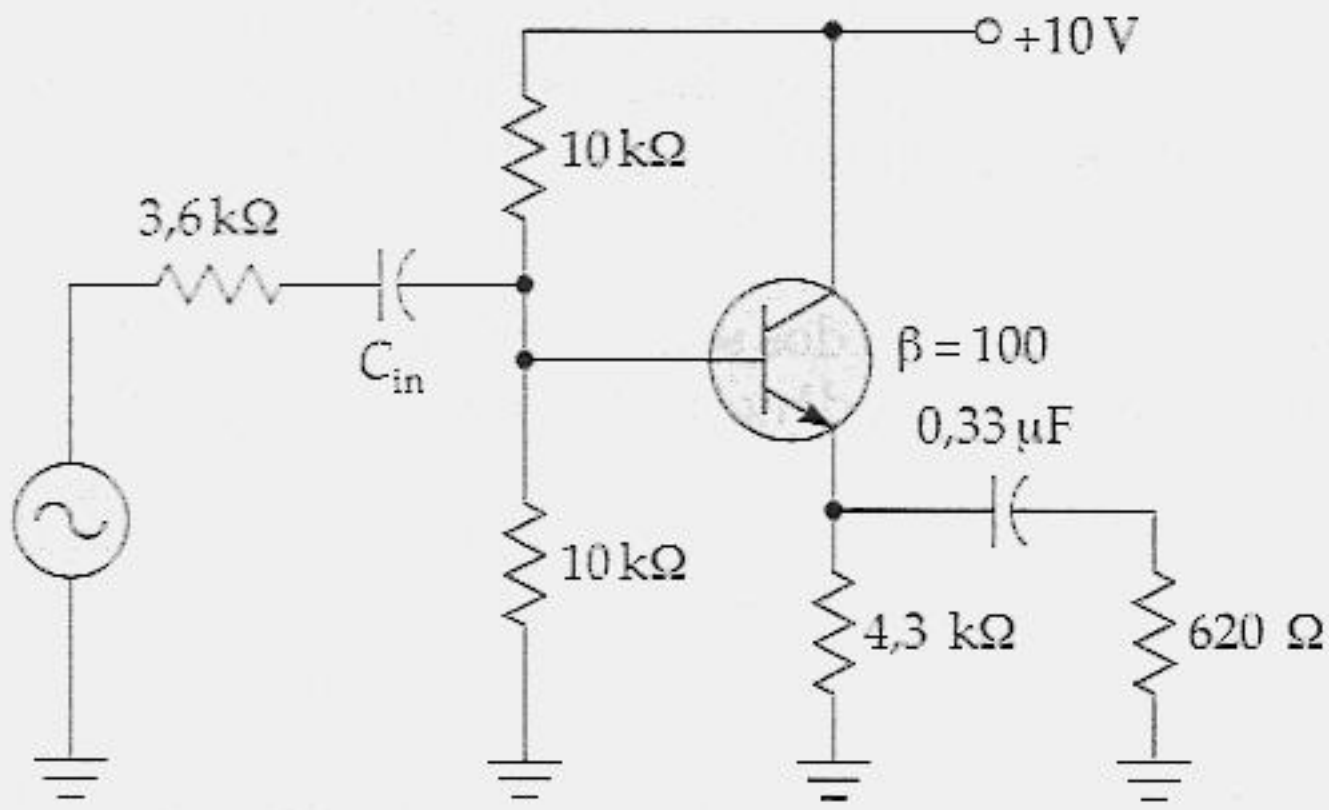


Figura 16.8 Exemplo.

A resistência equivalente de 3,6 kΩ || 10 kΩ || 10 kΩ é 2,09 kΩ. Portanto, o primeiro passo é simplificar a equação

$$r_{th} = 4{,}3\ \text{k}\Omega \parallel \left(25\ \Omega + \frac{2{,}09\ \text{k}\Omega}{100}\right) \quad \text{(passo 1)}$$

Em seguida, 2,09 kΩ dividido por 100 é 20,9 Ω:

$$r_{th} = 4{,}3\ \text{k}\Omega \parallel (25\ \Omega + 20{,}9\ \Omega) \quad \text{(passo 2)}$$

Após somar 25 com 20,9 Ω, você obtém

$$r_{th} = 4{,}3\ \text{k}\Omega \parallel 45{,}9\ \Omega \quad \text{(passo 3)}$$

Devido ao fato de 4,3 kΩ ser muito maior do que 45,9 Ω, a impedância de saída é apenas ligeiramente menor do que 45,9 Ω:

$$r_{th} = 45{,}4\ \Omega \quad \text{(passo 4)}$$

A resistência total e a capacitância do circuito de acoplamento de saída são, respectivamente,

$$R = 45{,}4\ \Omega + 620\ \Omega = 665\ \Omega \quad \text{e} \quad C = 0{,}33\ \mu\text{F}$$

Agora, calcule a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(665\ \Omega)(0{,}33\ \mu\text{F})} = 725\ \text{Hz}$$

Isso significa que a tensão de saída é 0,707 da tensão máxima de saída quando a freqüência do gerador for de 725 Hz. Para obter um acoplamento quase perfeito, a freqüência do gerador deve ser 10 vezes maior, ou 7,25 kHz.

Um ponto final: na maioria dos seguidores de emissor, R_E é grande o suficiente para ser desconsiderado, e a impedância de saída é aproximadamente igual a

$$r_{th} = r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \tag{16.15}$$

Essa equação informa que a impedância de saída é aproximadamente igual a r'_e, mais a resistência Thévenin da base dividida pelo ganho de corrente *ca*.

16.4 CAPACITOR DE DESVIO (*BYPASS*) DO EMISSOR

A Figura 16.9*a* mostra um *circuito de desvio (bypass)*. Enquanto variamos a freqüência do gerador, a tensão de saída varia devido ao capacitor de desvio. A Figura 16.9*c* mostra a resposta de freqüência do circuito de desvio. Em baixas freqüências, a tensão de saída é máxima. Em altas freqüências, a tensão de saída é próxima de zero. Novamente, a freqüência crítica ocorre onde a tensão de saída é 70,7% do valor máximo.

Freqüência Crítica

Em baixas freqüências, a tensão de saída da Figura 16.9*a* tem um valor máximo de

$$V_{máx} = \frac{V_G}{R_G + R_L} R_L \tag{16.16}$$

Esse é o valor máximo da tensão de saída devido ao capacitor se apresentar aberto em baixas freqüências.

Para obter a freqüência crítica do circuito, thevenizamos o circuito "visto" pelo capacitor. Podemos fazer isso da seguinte forma: desconecte mentalmente o capacitor. O circuito que resta é um divisor de tensão com uma tensão de

$$v_{th} = \frac{V_G}{R_G + R_L} R_L$$

Observe que essa tensão Thévenin é a mesma que a tensão máxima de saída dada pela Equação (16.16).

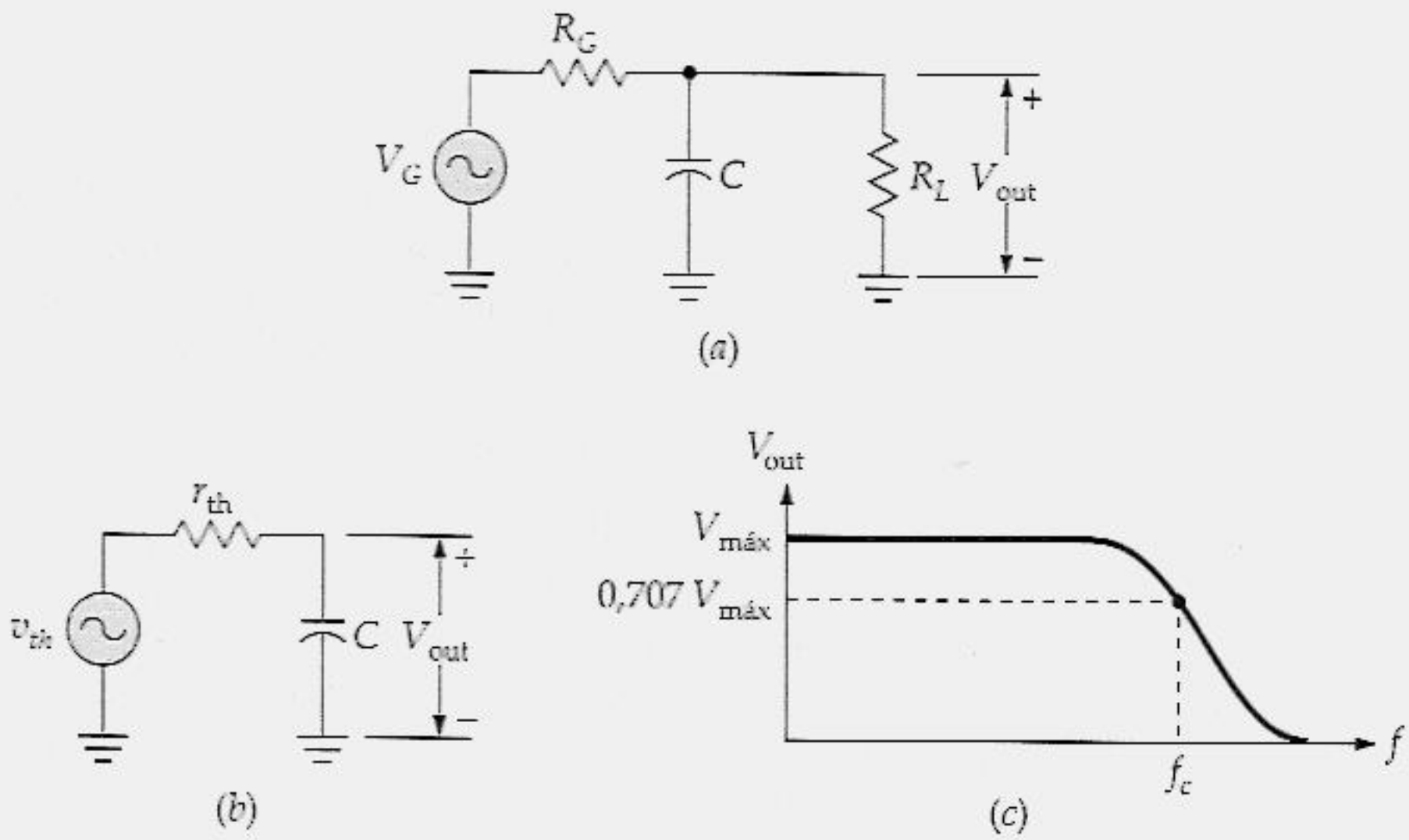


Figura 16.9 Circuito de desvio (*bypass*).

Em seguida obtenha a resistência Thévenin vista pelo capacitor como segue. Na Figura 16.9*a*, desconecte o capacitor. Mentalmente reduza a fonte de tensão para zero, o que é equivalente a substituí-la por um curto-circuito. A resistência Thévenin vista pelo capacitor é R_G em paralelo com R_L:

$$r_{th} = R_G \parallel R_L \tag{16.17}$$

A Figura 16.9*b* mostra o circuito equivalente Thévenin com o capacitor reconectado. Nesse circuito equivalente, a corrente é dada por

$$I = \frac{V_{th}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

onde $R = r_{th}$. Como visto antes, a freqüência crítica ocorre quando $X_C = R$. Isto significa que podemos utilizar a mesma equação básica utilizada anteriormente para calcular a freqüência crítica:

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

Tudo o que você tem de recordar é que o R do circuito de desvio é igual à resistência Thévenin vista pelo capacitor.

Efeitos do Capacitor de Desvio do Emissor

A Figura 16.10*a* mostra um amplificador EC. Ele tem um capacitor de acoplamento de entrada, um capacitor de acoplamento de saída e um capacitor de desvio do emissor. Na discussão a seguir, admita que as freqüências críticas dos circuitos de acoplamento são muito menores do que a freqüência crítica do circuito de desvio do emissor.

Na banda média do amplificador, o emissor está no terra *ca* e a tensão de saída é máxima, como mostra a Figura 16.10*b*. À medida que a freqüência diminui para f_c, a tensão de saída diminui para 70,7% da saída máxima. O que acontece é o seguinte: o emissor não está mais no terra *ca*, então a realimentação negativa aparece. À medida que a freqüência diminui ainda mais, a realimentação negativa aumenta e isso reduz a tensão de saída ainda mais. Para uma operação normal, o amplificador deve operar com uma freqüência que seja pelo menos 10 vezes a freqüência crítica. Assim podemos estar seguros de que o emissor está no terra *ca*.

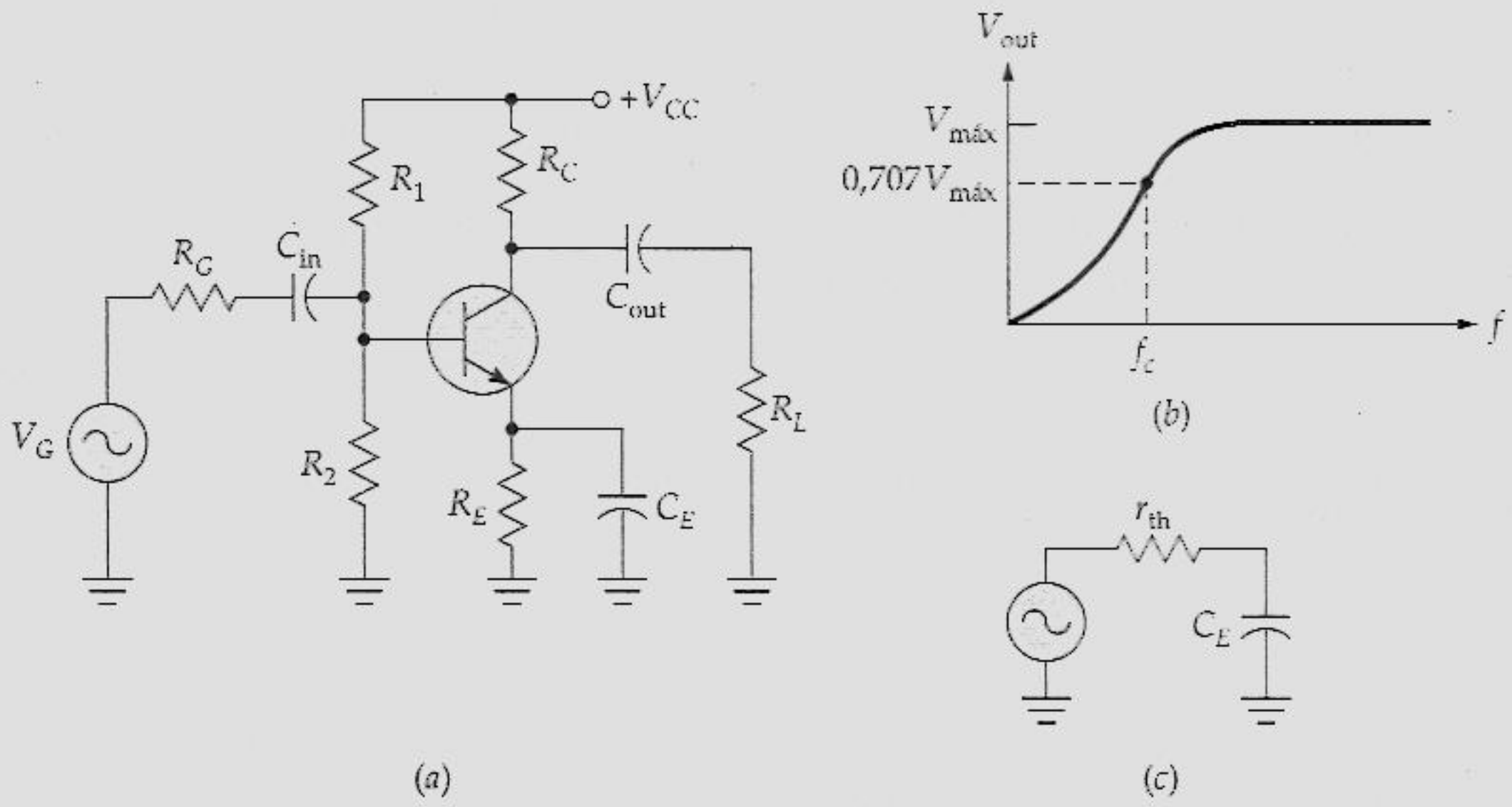


Figura 16.10 Amplificador EC.

A freqüência crítica do circuito de desvio do emissor é dada por

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

onde R é a resistência Thévenin vista pelo capacitor de desvio do emissor (veja a Figura 16.10*c*). Isto é idêntico à impedância do seguidor de emissor dada pela Equação (16.15) e discutida no Exemplo 16.5.

Exemplo 16.6

Se $\beta = 100$ na Figura 16.11*a*, qual a freqüência crítica do circuito de derivação do emissor? Desconsidere o efeito dos capacitores de acoplamento de entrada e de saída do início ao fim deste exemplo.

Solução

Precisamos obter a impedância de saída do emissor. A resistência Thévenin do circuito da base (a que você vê ao olhar da base para o gerador) é

$$R_G \parallel R_1 \parallel R_2 = 600\ \Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega \parallel 2{,}2\ \text{k}\Omega = 450\ \Omega$$

Quando isto é observado do emissor, torna

$$\frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} = \frac{450\ \Omega}{100} = 4{,}5\ \Omega$$

Você tem de acrescentar o r'_e do circuito, que é 22,7 Ω:

$$r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} = 22{,}7\ \Omega + 4{,}5\ \Omega = 27{,}2\ \Omega$$

Isso está em paralelo com 1 kΩ, que podemos desconsiderar, porque ele é muito grande, e significa que a impedância de saída do emissor é

$$r_{th} = 27{,}2\ \Omega$$

Uma vez que você possua a resistência Thévenin vista pelo capacitor de desvio do emissor, você pode utilizar a equação básica para a freqüência crítica:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(27{,}2\ \Omega)(10\ \mu\text{F})} = 585\ \text{Hz}$$

A Figura 16.11*b* mostra a resposta de freqüência. Na banda média do amplificador, a tensão de saída é de 72,9 mV. A freqüência mais baixa na banda média é 10 vezes a freqüência crítica, ou 5,85 kHz. Nessa freqüência, a tensão de saída é aproximadamente a máxima. Quando a freqüência do gerador for menor do que 5,85 kHz, a tensão de saída começará a cair. A diminuição é definitivamente notada na freqüência crítica, 585 Hz, onde a tensão de saída é 0,707 do seu valor máximo.

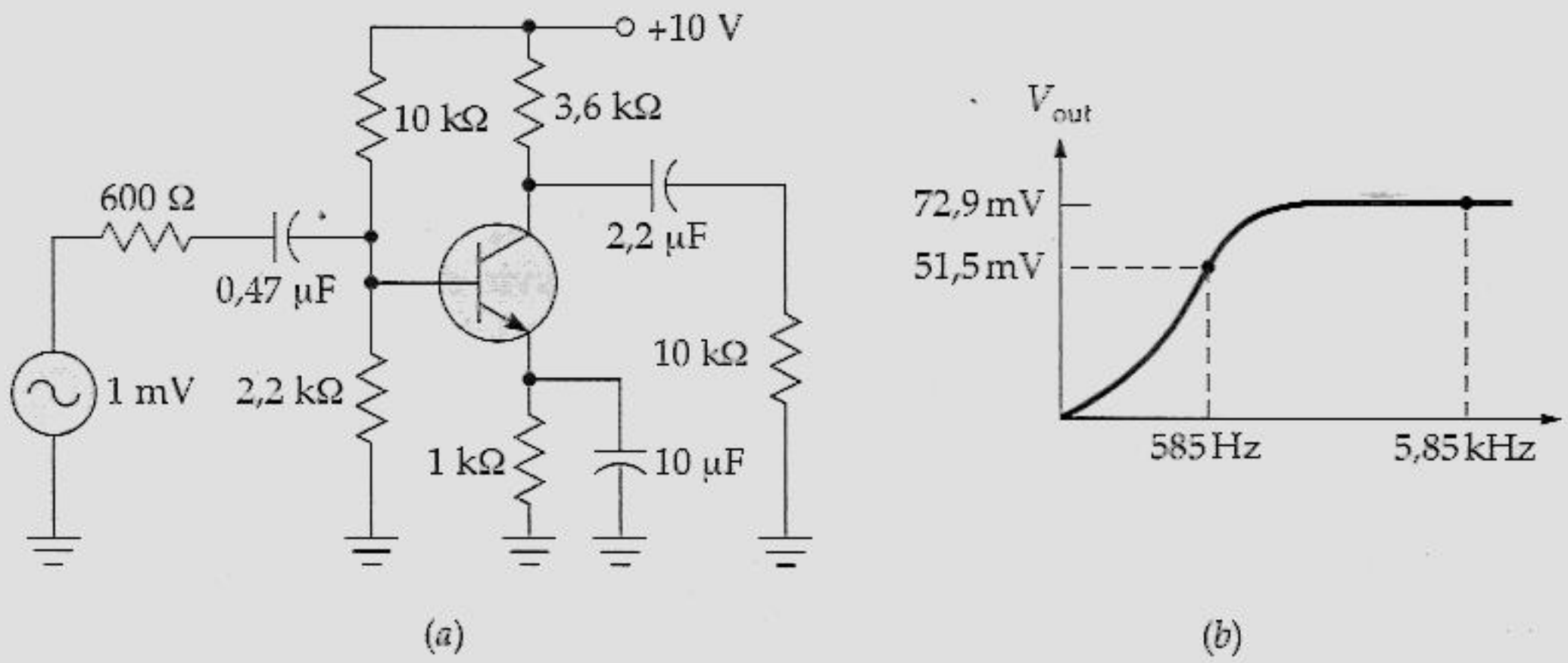


Figura 16.11 Exemplo.

Exemplo 16.7

Se β = 100 na Figura 16.11*a*, quais são as três freqüências críticas? Qual a menor freqüência na banda média do amplificador?

Solução

Nós já temos calculadas as três freqüências críticas. Nos Exemplos 6.2, 6.4 e 6.6, respectivamente, verificamos que

f_c = 212 Hz capacitor de acoplamento de entrada

f_c = 5,32 Hz capacitor de acoplamento de saída

f_c = 585 Hz capacitor de desvio do emissor

Quando se trata de uma freqüência crítica abaixo da banda média do amplificador, a maior freqüência crítica é a mais importante. Nesse caso, a freqüência crítica mais importante é 585 Hz. Se você multiplicar essa freqüência por 10, você terá a menor freqüência da banda média do amplificador.

Exemplo 16.8

Repita o Exemplo 16.7 se C_{in} for alterada de 0,47 para 0,047 μF.

Solução

Se a capacitância de acoplamento de entrada diminui de um fator de 10, a sua freqüência crítica aumenta de um fator de 10. Nesse caso, as três freqüências críticas são:

f_c = 2,12 kHz capacitor de acoplamento de entrada

f_c = 5,32 Hz capacitor de acoplamento de saída

f_c = 585 Hz capacitor de desvio do emissor

Agora, a freqüência crítica mais importante é 2,12 kHz. Se você multiplicar essa freqüência por 10, você terá 21,2 kHz, a freqüência mais baixa da banda média do amplificador.

Praticamente em qualquer projeto, uma das três freqüências críticas será maior do que as outras. Considere essa freqüência crítica maior como a mais importante, porque ela determina a menor freqüência da banda média do amplificador. Se as três freqüências críticas são idênticas, você ainda pode usar a regra básica × 10 como uma aproximação. Por exemplo, suponha que um amplificador tenha essas três freqüências críticas:

$f_c = 2$ Hz capacitor de acoplamento de entrada

$f_c = 2$ Hz capacitor de acoplamento de saída

$f_c = 2$ Hz capacitor de desvio do emissor

A menor freqüência da banda média é aproximadamente 20 Hz. Em 20 Hz, a tensão de saída seria ligeiramente mais baixa do que antes devido ao efeito combinado das três freqüências críticas (em torno de 2% abaixo, em vez de 0,5%).

16.5 CIRCUITO DE DESVIO (*BYPASS*) DO COLETOR

Imagine um pedaço de fio como sendo uma placa do capacitor e o chassi como a outra placa. Essa capacitância indesejada é chamada de *capacitância parasita da fiação*. Ela é indesejada porque produz efeitos indesejáveis. Quanto maior o fio, maior a capacitância parasita da fiação. Além disso, quanto mais próximo o fio está do chassi, maior a capacitância. As capacitâncias parasitas da fiação podem degradar seriamente a resposta em alta freqüência de um amplificador. Por isso, você tem de manter os terminais tão curtos quanto possíveis quando construir circuitos que operem em freqüências acima de 100 kHz.

Uma capacitância ainda mais sutil é intrínseca ao próprio transistor. O diodo emissor tem um r'_e, porém ele também tem uma capacitância interna simbolizada por C'_e. Do mesmo modo, o diodo coletor tem uma capacitância simbolizada por C'_c. Como essas duas capacitâncias internas são muito pequenas, elas têm um pequeno efeito em

freqüências abaixo de 100 kHz. Porém, quando se têm freqüências acima de 100 kHz, você tem de levar em consideração as capacitâncias internas.

A Figura 16.12*a* mostra um amplificador EC com C'_c e C_{stray} (*stray* significa, no nosso caso, parasita). As linhas tracejadas são usadas para essas capacitâncias indesejadas porque elas são invisíveis. Essas capacitâncias indesejadas são tipicamente de picofarads, portanto elas não têm efeito em baixas freqüências. Mas quando se trabalha em altas freqüências, a reatância desses capacitores se torna pequena o suficiente para produzir um caminho paralelo para o terra. Dito de uma outra forma, essas capacitâncias formam um circuito de desvio indesejado que aterra o sinal *ca* do coletor em freqüências suficientemente altas. Quando isso acontece, não há tensão de saída e o amplificador se torna inútil.

A Figura 16.12*b* mostra o circuito equivalente do coletor do transistor. Assim é como o circuito se parece quando opera acima da banda média. Como o capacitor de acoplamento de saída é um curto-circuito *ca*, R_C está em paralelo com R_L. Mas as duas capacitâncias C'_c e C_{stray} estão em paralelo com R_L. Quando a reatância desses capacitores for pequena, a corrente *ca* de coletor é desviada para fora da resistência de carga. Isto significa que a tensão de saída diminui.

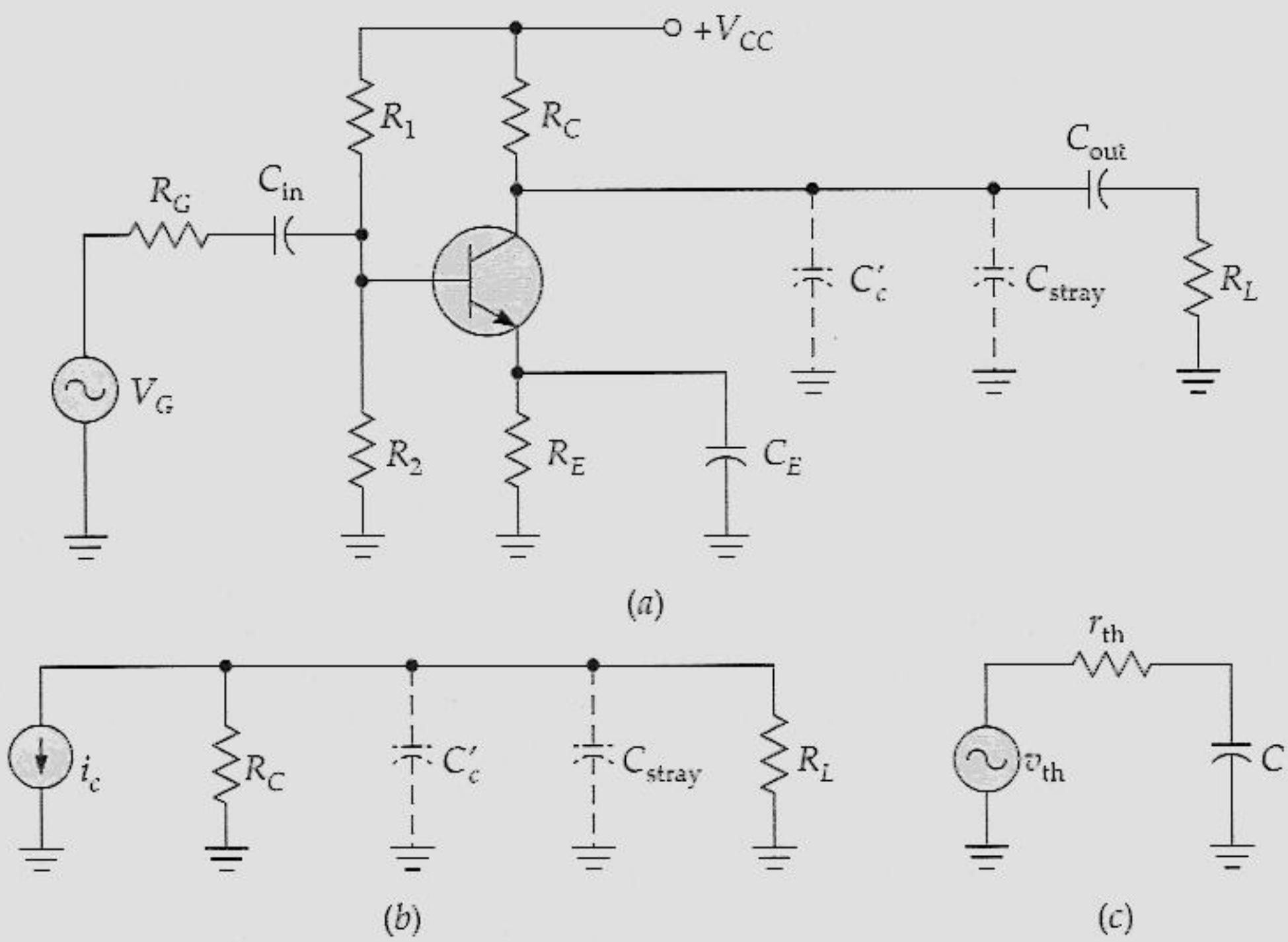


Figura 16.12 Amplificador EC com capacitâncias parasitas (*stray*).

Agora estamos prontos para determinar a freqüência crítica do circuito do coletor. Na Figura 16.12*b*, a resistência Thévenin vista pelos dois capacitores é

$$r_{th} = R_C \parallel R_L \tag{16.18}$$

A capacitância equivalente dos dois capacitores em paralelo é

$$C = C_c' + C_{stray} \tag{16.19}$$

O circuito final equivalente para o circuito de desvio do coletor é mostrado na Figura 16.12*c*. Em altas freqüências, o circuito de saída do transistor funciona como um circuito de desvio com um R e um C.

Exemplo 16.9

O 2N3904 da Figura 16.13 tem $C_c' = 4$ pF. Se a capacitância parasita da fiação for de 10 pF, qual a freqüência crítica do circuito de desvio do coletor?

Solução

A resistência Thévenin vista pelas duas capacitâncias é

$$r_{th} = 3{,}6\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 2{,}65\ \text{k}\Omega$$

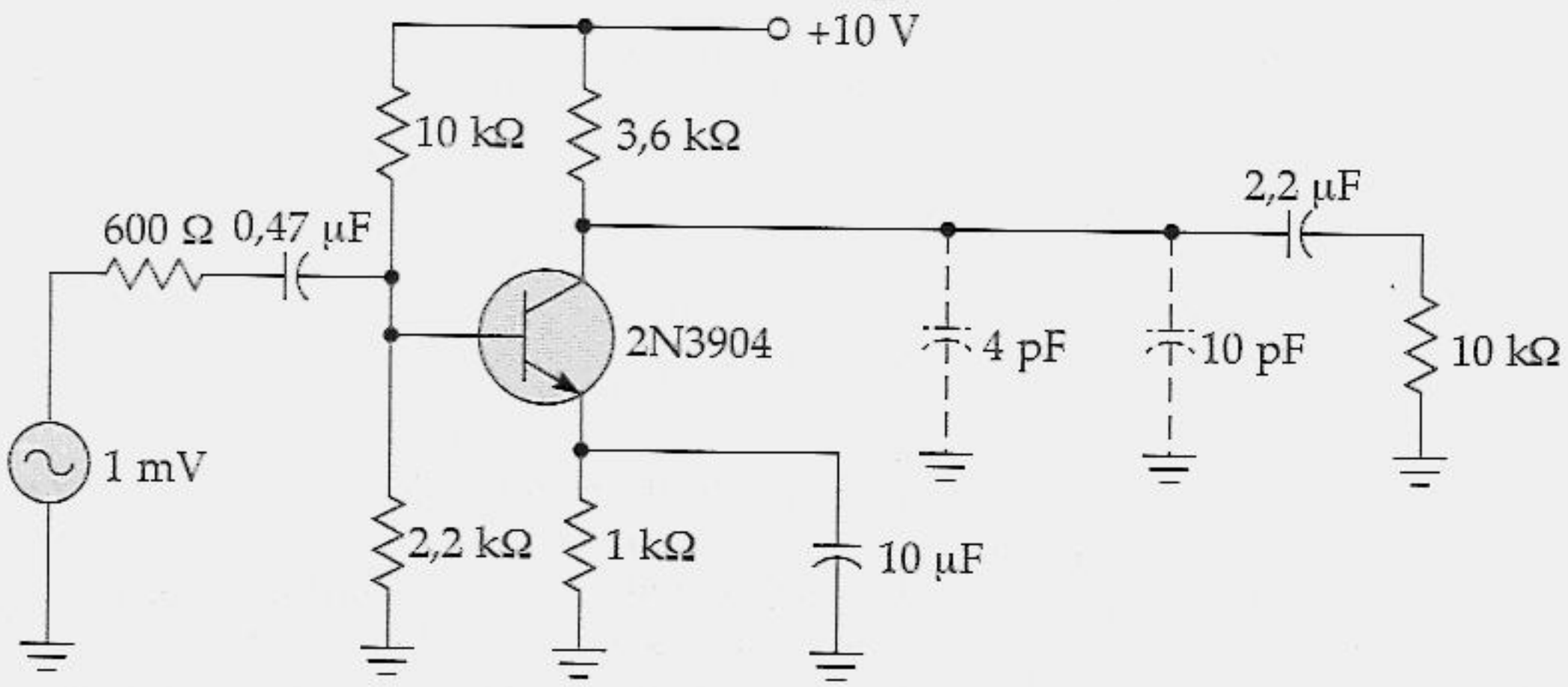


Figura 16.13 Exemplo.

O valor total da capacitância indesejada é

$$C = 4\ \text{pF} + 10\ \text{pF} + 14\ \text{pF}$$

A freqüência crítica é

$$f_c = \frac{1}{2\pi(2{,}65\ \text{k}\Omega)(14\ \text{pF})} = 4{,}29\ \text{MHz}$$

16.6 TEOREMA DE MILLER

A Figura 16.14*a* mostra um amplificador com um capacitor entre os terminais de entrada e saída. O capacitor é chamado de *capacitor de realimentação* porque o sinal de saída amplificado é levado de volta para a entrada. Quando *A* é grande, a realimentação pode alterar o funcionamento do amplificador. Um circuito como esse é difícil de ser analisado porque o capacitor de realimentação afeta os circuitos de entrada e de saída, simultaneamente.

Felizmente, há um atalho para determinar o efeito do capacitor de realimentação. Conhecido como *teorema de Miller*, o atalho diz que o circuito original pode ser substituído pelo circuito equivalente da Figura 16.14*b*. É fácil trabalhar com esse circuito equivalente, pois o capacitor de realimentação é separado em dois novos capacitores, C_{in} e C_{out}. Por meio de álgebra complexa, podemos tirar o valor dos novos capacitores. A capacitância de entrada será

$$C_{in} = C\,(A + 1) \tag{16.20}$$

e a capacitância de saída será

$$C_{out} = C\,\frac{A + 1}{A} \tag{16.21}$$

A vantagem de utilizar o teorema de Miller é que ele separa o capacitor de realimentação em dois capacitores equivalentes, um na entrada e outro na saída. Isto gera dois problemas simples e elimina um problema grande. As Equações (16.20) e (16.21) são válidas para qualquer amplificador inversor tal como um amplificador EC, um amplificador EC linearizado etc. Nessas equações, *A* é o ganho de tensão na banda média. (A seção "Tópicos Opcionais" deste capítulo inclui o desenvolvimento matemático do teorema de Miller.)

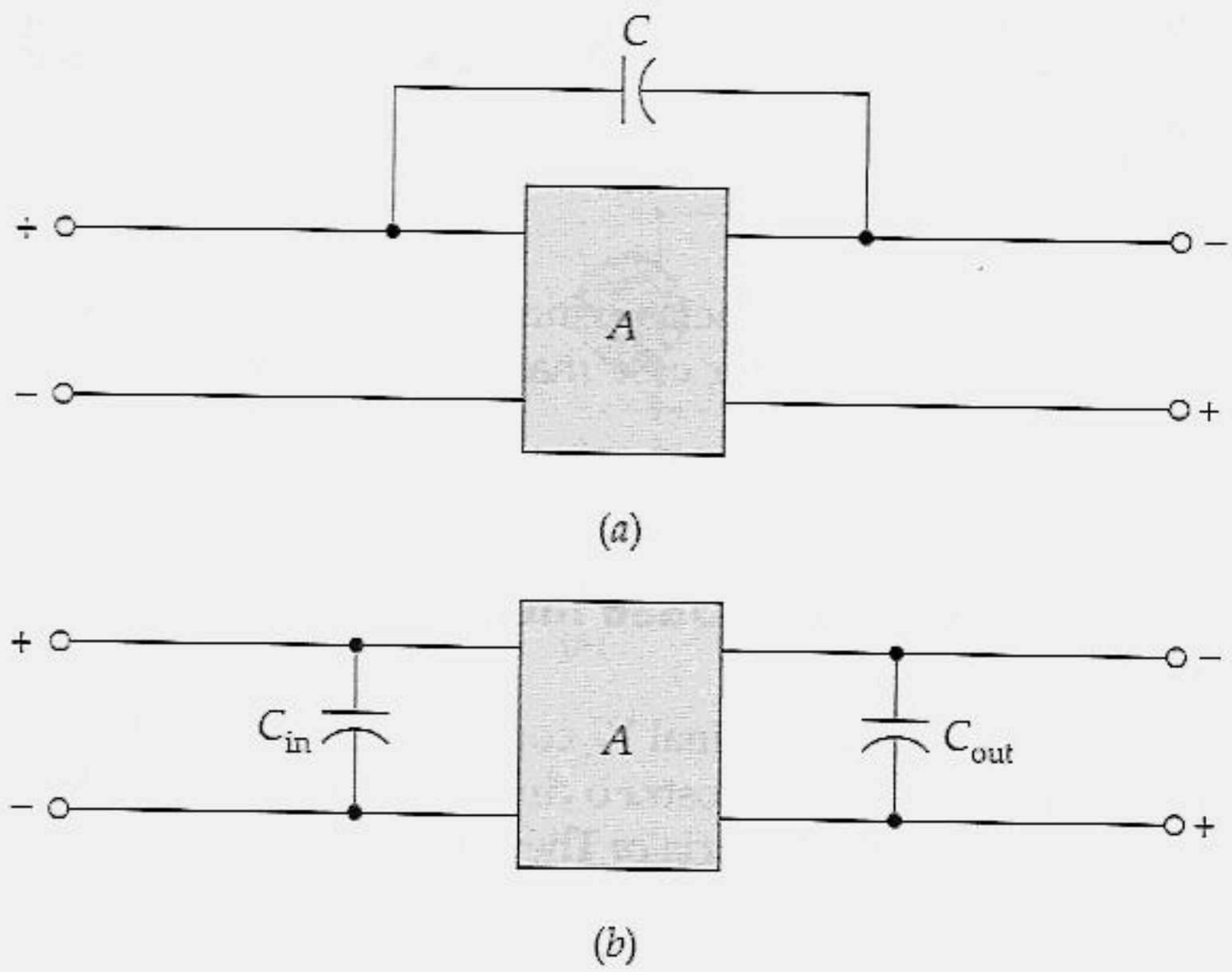


Figura 16.14 Teorema de Miller: (*a*) antes; (*b*) depois.

Exemplo 16.10

Se C = 4 pF e A = 117 na Figura 16.14*a*, quais as capacitâncias equivalentes de entrada e de saída do amplificador?

Solução

Utilize as Equações (16.20) e (16.21) para obter

$$C_{in} = (4\ \text{pF})\ (117 + 1) = 472\ \text{pF}$$

e

$$C_{out} = (4\ \text{pF}) \left(\frac{117 + 1}{117} \right) = 4{,}05\ \text{pF}$$

A propósito, o ganho de tensão de 117 é o ganho do amplificador EC discutido no volume 1. Se uma capacitância de 4 pF for conectada entre o coletor e a base desse amplificador, o capacitor de realimentação seria equivalente a uma capacitância de entrada de 472 pF e a uma capacitância de saída de 4,05 pF.

16.7 ANÁLISE DE AMPLIFICADORES BIPOLARES EM ALTA FREQÜÊNCIA

A discussão a seguir utiliza as freqüências críticas, o teorema de Thévenin, o teorema de Miller etc. Talvez você tenha de ler esse material algumas vezes, pois ele contém idéias muito sutis.

Circuito de Desvio (*Bypass*) de Base Indesejado

A Figura 16.15*a* mostra um gerador de sinal V_G com uma resistência interna R_G acionando um amplificador EC. A Figura 16.15*b* mostra o circuito equivalente *ca* na banda média do amplificador. A resistência r_g é a resistência *ca* Thévenin vista pela base:

$$r_g = R_1 \parallel R_2 \parallel R_G$$

A resistência r_c é a resistência *ca* vista pelo coletor:

$$r_c = R_C \parallel R_L$$

Na banda média do amplificador, não há efeitos capacitivos. Abaixo da banda média, os capacitores de acoplamento e de desvio do emissor diminuem a tensão de saída. Acima da banda média, as capacitâncias do transistor e as capacitâncias parasitas da fiação diminuem a tensão de saída.

A Figura 16.15*c* mostra o circuito *ca* equivalente acima da banda média do amplificador, onde C'_e é a capacitância do diodo-emissor e C'_c é um capacitor de realimentação pois ele está conectado entre a base e o coletor. Observe também r'_b. Essa é a resistência da região da base. Em discussões anteriores desconsiderávamos r'_b por ela ter um pequeno efeito na banda média. Porém, ela deve ser incluída agora na análise porque tem um efeito grande acima da banda média.

Para determinar a freqüência crítica para um amplificador bipolar, temos de identificar os circuitos de derivação indesejados na base e no coletor. O primeiro passo é obter as duas capacitâncias Miller. O ganho de tensão na banda média da base para o coletor é

$$A = \frac{r_c}{r'_e}$$

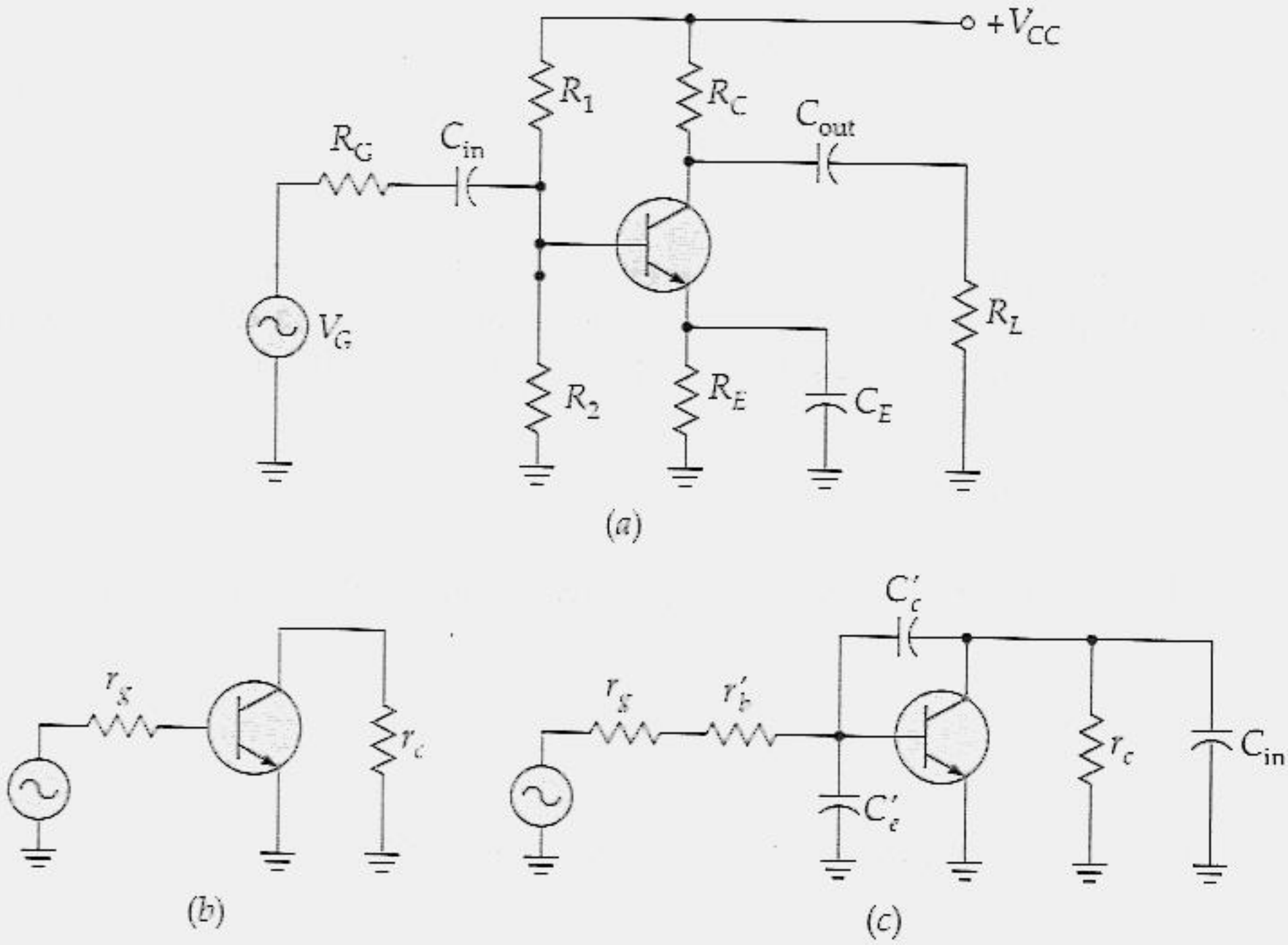


Figura 16.15 (*a*) Amplificador bipolar; (*b*) circuito equivalente na banda média; (*c*) acima da banda média.

A capacitância Miller de entrada é, por conseguinte, igual a

$$C_{in} = C'_c\left(\frac{r_c}{r'_e} + 1\right)$$

e a capacitância Miller de saída é aproximadamente

$$C_{out} = C'_c$$

A capacitância Miller de saída é aproximadamente C'_c porque o ganho de tensão A é geralmente grande em um amplificador EC. A Figura 16.16*a* mostra as duas capacitâncias Miller. A capacitância Miller de entrada está em paralelo com C'_e, enquanto a capacitância Miller de saída está em paralelo com C_{stray}.

A capacitância total no circuito da base é

$$C = C'_e + C'_c\left(\frac{r_c}{r'_e} + 1\right) \tag{16.22}$$

como mostra a Figura 16.16*b*. Para obter o circuito da base na forma de um circuito de desvio, temos de thevenizar o circuito que aciona a capacitância de base para obter a Figura 16.16*c*. A resistência Thévenin vista pela capacitância da base é

$$R = (r_g + r'_b) \parallel \beta r'_e \tag{16.23}$$

Na Figura 16.16*c*, o circuito de desvio da base tem uma freqüência crítica de

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

onde R e C são dadas pelas Equações (16.23) e (16.22), respectivamente.

Circuito de Desvio (*Bypass*) Indesejado do Coletor

Observe o circuito do coletor da Figura 16.16*c*. Esse circuito de desvio indesejado do coletor tem uma resistência Thévenin de

$$R = r_c \tag{16.24}$$

e uma capacitância de

$$C = C'_c + C_{\text{stray}} \tag{16.25}$$

Você calcula a freqüência crítica do circuito de desvio com

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

onde R e C são dadas pelas Equações (16.24) e (16.25), respectivamente.

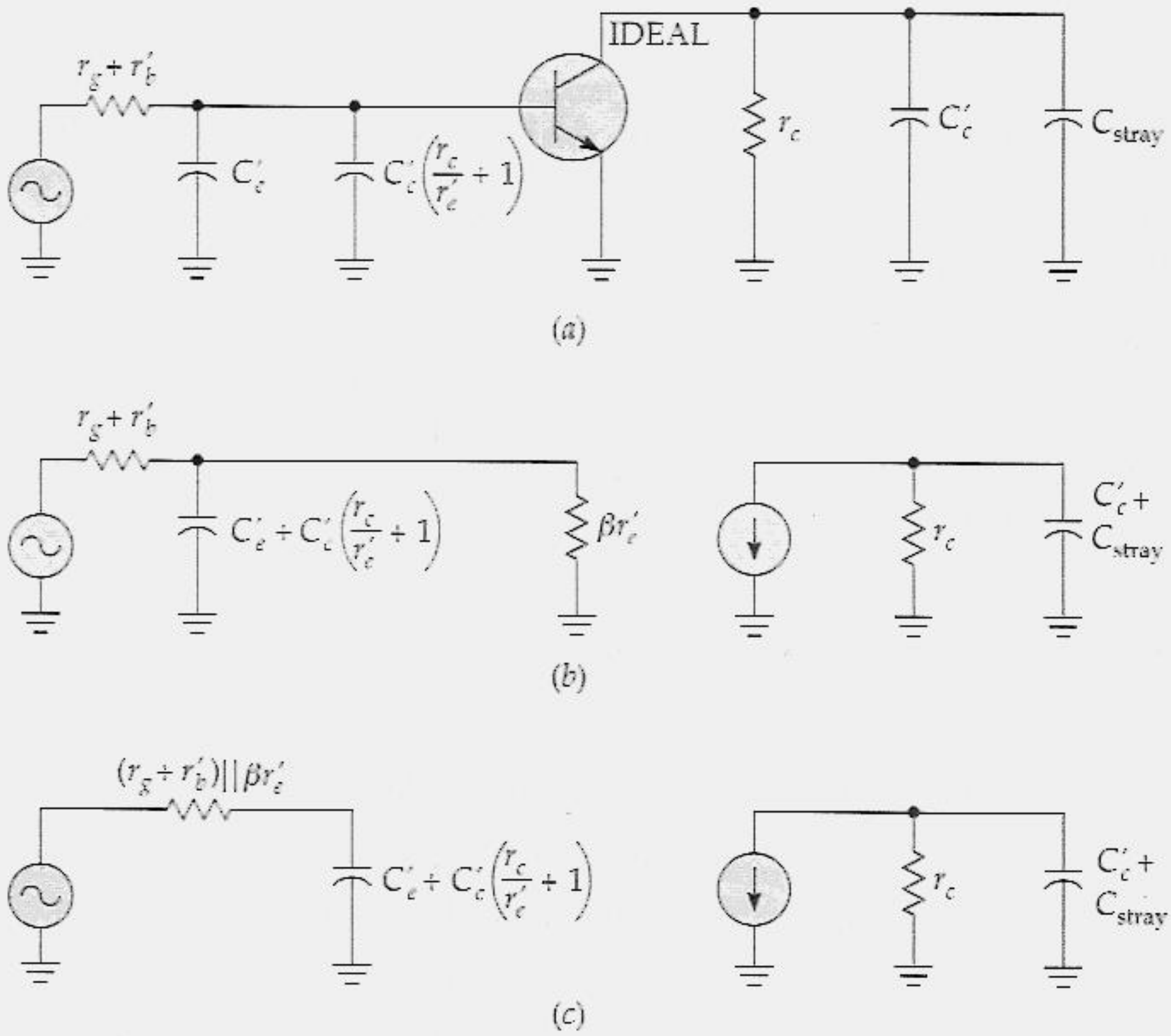


Figura 16.16 Circuitos de derivação de um amplificador com transistor bipolar.

Freqüência Crítica Dominante

Há duas freqüências críticas acima da banda média: a freqüência crítica do circuito de desvio da base e a freqüência crítica do circuito de desvio do coletor. Quando você analisa um amplificador, essas duas freqüências críticas são quase sempre diferentes. Aquela que estiver mais próxima da banda média é a mais importante. Nós a chamamos de *freqüência crítica dominante*. Como foi visto antes, você tem de alterar a freqüência de um fator de 10 para obter a banda média. Desta vez, porém, dividimos por 10 em vez de multiplicar.

Por exemplo, admita que f_2 seja a freqüência crítica dominante. A banda média está abaixo de f_2. A maior freqüência na banda média é aproximadamente $0{,}1f_2$. Em $0{,}1f_2$, a tensão de saída é aproximadamente igual à máxima tensão de saída. Enquanto a freqüência aumenta para cima de $0{,}1f_2$, a tensão de saída diminui gradualmente até que seja igual a $0{,}707V_{máx}$ em f_2.

Estimativas para C'_e e r'_b

Não há uma designação padrão para C'_c. As folhas de dados podem fornecê-la com qualquer um dos símbolos equivalentes a seguir: C'_c, C_{cb}, C_{ob} e C_{obo}. Por exemplo, as folhas de dados de um 2N3904 fornecem um C_{ob} de 4 pF. Esse é o valor de C'_c para ser utilizado na análise em alta freqüência.

A capacitância C'_e geralmente não é fornecida pelas folhas de dados porque é muito difícil de ser medida diretamente. Em vez disso, o fabricante fornece um valor chamado de *produto ganho de corrente-largura de banda,* designado por f_T. Essa é a freqüência na qual o ganho de corrente do transistor cai para uma unidade. Você pode calcular C'_e através de

$$C'_e = \frac{1}{2\pi f_T r'_e} \tag{16.26}$$

Uma outra grandeza que é difícil de ser medida é r'_b, que é a resistência interna da base. Este é o motivo pelo qual você não a encontra nas folhas de dados. O valor dessa resistência varia com a corrente de coletor, com o ganho de corrente *ca* etc. Ela pode variar de alguns ohms a vários milhares de ohms, dependendo do transistor em particular, do ponto *Q* etc. Os valores baixos de r'_b permitem que um transistor amplifique sinais de freqüências altas. Para transistores destinados a operar em altas freqüências, as folhas de dados muitas vezes incluem uma grandeza chamada de *constante de tempo coletor-base,* simbolizada por $r'_b C'_c$. Dada essa grandeza, você poderá calcular r'_b com

$$r'_b = \frac{r'_b C'_c}{C'_c} \tag{16.27}$$

Isso lhe dará um valor preciso para r'_b.

Uma outra forma de estimar o valor de r'_b é com essa equação:

$$r'_b = h_{ie} - \beta r'_e \tag{16.28}$$

onde h_{ie} é um dos parâmetros *h* geralmente fornecidos nas folhas de dados como a impedância de entrada para pequeno sinal. Isso dá uma aproximação bastante precisa, contanto que você utilize valores corretos de h_{ie} e β. Se você puder encontrar valores

típicos nas folhas de dados, a Equação (16.28) geralmente dá resultados razoavelmente precisos.

Se você não puder utilizar a Equação (16.27) ou (16.28) devido às folhas de dados não incluírem os dados necessários, você pode obter uma estimativa menos precisa de r'_b com esta equação:

$$r'_b = 0{,}2\beta r'_e \tag{16.29}$$

Ela informa que você deve tomar 20% de $\beta r'_e$ para encontrar um valor menos preciso para r'_b. Essa aproximação funciona muito bem para alguns transistores, porém não funciona para outros. Lembre-se, a eletrônica não é uma ciência exata, portanto muitas vezes temos de decidir por estimativas.

Exemplo 16.11

As folhas de dados de um 2N5208 fornecem $f_T = 1.200$ MHz, $r'_b C'_c = 10$ ps para $I_E = 2$ mA e $C'_c = 1$ pF. Qual o valor de C'_e para $I_E = 2$ mA? Qual o valor de r'_b para $I_E = 2$ mA?

Solução

Quando $I_E = 2$ mA, $r'_e = 12{,}5\ \Omega$. Com a Equação (16.26),

$$C'_e = \frac{1}{2\pi(1.200\ \text{MHz})(12{,}5\ \Omega)} = 10{,}6\ \text{pF}$$

Com a Equação (16.27),

$$r'_b = \frac{10\ \text{ps}}{1\ \text{pF}} = 10\ \Omega$$

Esse é um valor de resistência de base relativamente baixo porque o 2N5208 é projetado para trabalhar em alta freqüência.

Exemplo 16.12

As folhas de dados de um 2N3904 apresentam $f_T = 300$ MHz. Qual o valor de C'_e para $I_E = 5$ mA?

Solução

Quando $I_E = 5$ mA, $r'_e = 5\ \Omega$. Com a Equação (16.26),

$$C'_e = \frac{1}{2\pi(300\ \text{MHz})(5\ \Omega)} = 106\ \text{pF}$$

O 2N3904 não é considerado um transistor de alta freqüência, que é o motivo pelo qual as folhas de dados não incluem o valor de $r'_b C'_c$. Mas você poderá encontrar os gráficos do ganho de corrente e da impedância de entrada. Esses gráficos mostram valores típicos. Lendo os valores aproximados de β e h_{ie} a 5 mA, obtemos 150 e 870 Ω. Com a Equação (16.28) podemos obter uma estimativa de r'_b:

$$r'_b = 870\ \Omega - (150)(5\ \Omega) = 120\ \Omega$$

Exemplo 16.13

Determine a freqüência crítica dominante do circuito da Figura 16.17 acima da banda média.

Solução

Com a Equação (16.26),

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

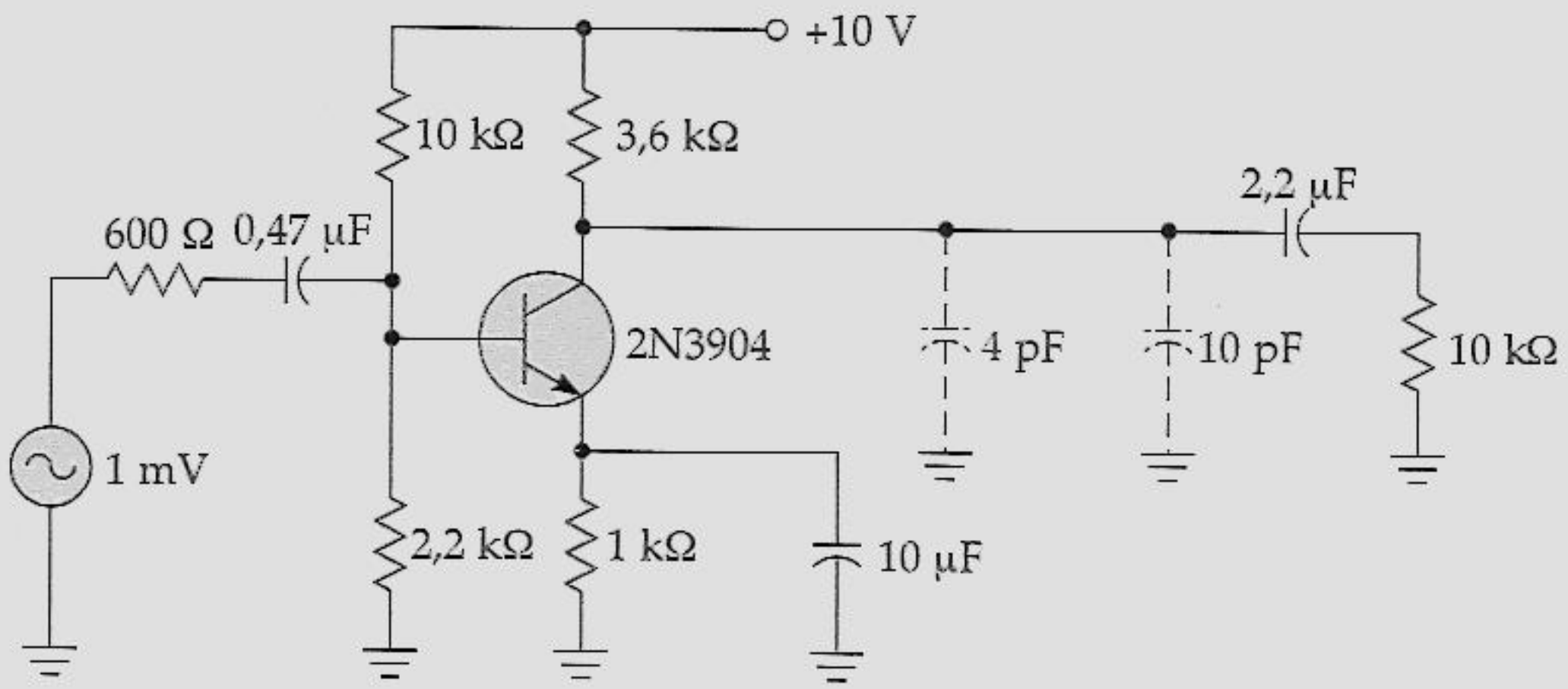


Figura 16.17 Exemplo de análise de um circuito em alta freqüência.

Nesta equação, usamos $f_T = 300$ MHz e $r'_e = 22{,}7\ \Omega$. Com a Equação (16.28),

$$r'_b = 3{,}5\ \text{k}\Omega - (125)(22{,}7\ \Omega) = 663\ \Omega$$

Os valores usados nessa equação provêm dos gráficos do ganho de corrente e da impedância de entrada nas folhas de dados de um 2N3904 (veja Apêndice): em $I_C = 1{,}1$ mA, os valores típicos são $h_{ie} = 3{,}5\ \text{k}\Omega$ e $\beta = 125$.

Na Figura 16.16*c*, a grandeza r_g é o equivalente de R_G, R_1 e R_2 em paralelo. Ela é igual a

$$r_g = 600\ \Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega \parallel 2{,}2\ \text{k}\Omega = 450\ \Omega$$

Como foi visto na Figura 16.16*c*, você tem de acrescentar r'_b a esse valor para obter

$$r_g + r'_b = 450\ \Omega + 663\ \Omega = 1{,}11\ \text{k}\Omega$$

Em seguida você tem de calcular a resistência Thévenin do circuito de desvio da base:

$$R = 1{,}11\ \text{k}\Omega \parallel 125(22{,}7\ \Omega) = 799\ \Omega$$

O último cálculo também pode ser feito pela substituição direta na Equação (16.23).

Em seguida, lembre-se de que analisamos esse amplificador várias vezes no volume 1 e já calculamos o seu ganho de tensão na banda média. Ele é

$$A = 117$$

Esse valor é idêntico a r_c/r'_e. Como $r_c/r'_e = 117$, a capacitância total no circuito de desvio da base da Figura 16.16*c* é

$$C = 23{,}4\ \text{pF} + (4\ \text{pF})(117 + 1) = 495\ \text{pF}$$

Isso nos dá uma freqüência crítica de

$$f_c = \frac{1}{2\pi(799\ \Omega)(495\ \text{pF})} = 402\ \text{kHz}$$

A freqüência crítica do circuito de desvio do coletor é muito mais fácil de determinar. Na Figura 16.17, a resistência Thévenin é

$$R = 3{,}6\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 2{,}65\ \text{k}\Omega$$

e a capacitância total é

$$C = 4\ \text{pF} + 10\ \text{pF} = 14\ \text{pF}$$

A freqüência crítica é

$$f_c = \frac{1}{2\pi(2{,}65\ \text{k}\Omega)(14\ \text{pF})} = 4{,}29\ \text{MHz}$$

A freqüência crítica dominante é de 402 kHz. Nesta freqüência a tensão de saída é 0,707 do valor máximo. Quando analisamos esse amplificador em exemplos anteriores, encontramos uma tensão de saída que era de 72,9 mV. Portanto, a tensão de saída é

$$V_{out} = 0{,}707(72{,}9\ \text{mV}) = 51{,}5\ \text{mV}$$

quando a freqüência do gerador era de 402 kHz. Se a freqüência do gerador for reduzida para 40,2 kHz, a tensão de saída aumentará para aproximadamente 72,9 mV.

16.8 RESPOSTA DE FREQÜÊNCIA TOTAL

A Figura 16.18 mostra a resposta de freqüência de um amplificador analisado há pouco. Você vê a tensão de saída *versus* a freqüência do gerador, dada uma tensão constante de 1 mV do gerador. Encontramos 585 Hz no Exemplo 16.7 e 402 Hz no Exemplo 16.13. Um esboço como esse, que mostra a tensão máxima de saída, as duas freqüências críticas dominantes e o ponto de 0,707 da tensão, é adequado para se ter uma idéia básica do que o amplificador faz.

A diminuição na tensão de saída é gradual à medida que a freqüência se desloca para fora da banda média. Por isso, o amplificador ainda pode proporcionar um ganho de tensão utilizável fora da banda média. Se você precisa calcular a tensão de saída fora da banda média, eis uma fórmula útil:

$$V_{out} = \frac{V_{máx}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}\ \sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16.30}$$

Na banda média, f é pelo menos 10 vezes maior do que f_1 e pelo menos 10 vezes menor do que f_2. Como resultado, os dois radicais desaparecem porque f_1/f e f/f_2 são aproximadamente zero. Com isso, a tensão de saída na banda média é

$$V_{out} = V_{máx}$$

Dado um amplificador qualquer, você pode analisá-lo como fizemos no volume 1 para obter a tensão de saída na banda média. Isso lhe dará um valor de $V_{máx}$.

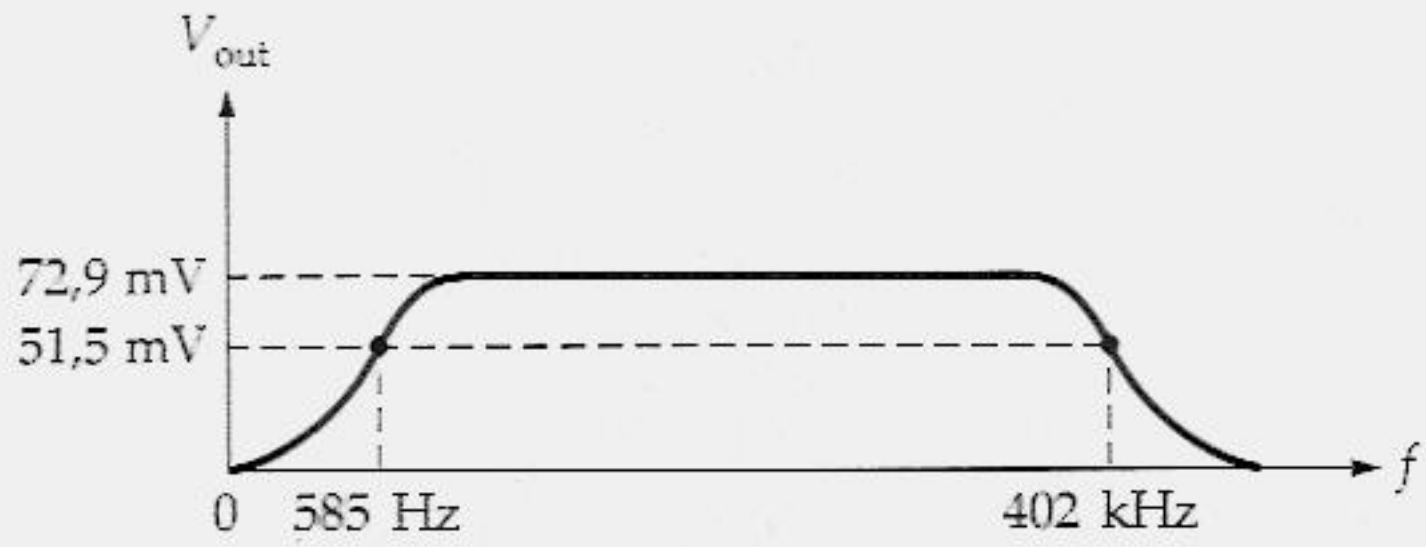


Figura 16.18 Resposta de freqüência total.

Abaixo da banda média, f é pelo menos 10 vezes menor do que f_2. Como resultado, o segundo radical da Equação (16.30) desaparece porque f/f_2 é aproximadamente zero. Com isso, a tensão de saída fica abaixo da banda média e vale

$$V_{out} = \frac{V_{máx}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \tag{16.31}$$

Acima da banda média, f é pelo menos 10 vezes maior do que f_1. Como resultado, o primeiro radical da Equação (16.30) desaparece porque f_1/f é aproximadamente zero. Com isso, a tensão de saída fica acima da banda média e vale

$$V_{out} = \frac{V_{máx}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16.32}$$

Podemos utilizar as Equações (16.31) e (16.32) para calcular a tensão de saída fora da banda média. Essas equações presumem uma freqüência crítica dominante abaixo da banda média e outra acima da banda média.

Exemplo 16.14

Qual a tensão de saída do circuito da Figura 16.17 quando $f = 1$ kHz e quando $f = 100$ kHz?

Solução

Na Figura 16.18, as freqüências críticas são $f_1 = 585$ Hz e $f_2 = 402$ kHz. Quando $f = 1$ kHz, a razão das freqüências é

$$\frac{f_1}{f} = \frac{585 \text{ Hz}}{1 \text{ kHz}} = 0{,}585$$

Com a Equação (16.31), a tensão de saída em 1 kHz é

$$V_{out} = \frac{72{,}9\ \text{mV}}{\sqrt{1 + 0{,}585^2}} = 62{,}9\ \text{mV}$$

Quando f = 100 kHz, a razão das freqüências é

$$\frac{f}{f_2} = \frac{100\ \text{kHz}}{402\ \text{kHz}} = 0{,}249$$

Com a Equação (16.32), a tensão de saída em 100 kHz é

$$V_{out} = \frac{72{,}9\ \text{mV}}{\sqrt{1 + 0{,}249^2}} = 70{,}7\ \text{mV}$$

16.9 DECIBÉIS

Estamos a ponto de discutir um assunto importante chamado *decibéis*. Mas, antes disto, seria melhor fazermos uma revisão de algumas coisas que você aprendeu em matemática básica.

Revisão de Logaritmos

Suponha que temos a seguinte equação:

$$y = 10^x \tag{16.33}$$

Cada valor de x produz um valor diferente para y. Por exemplo, aqui estão alguns cálculos básicos:

Quando $x = 1$ $\quad y = 10^1 = 10$
Quando $x = 2$ $\quad y = 10^2 = 100$
Quando $x = 3$ $\quad y = 10^3 = 1.000$

Observe que y aumenta de um fator de 10 para cada vez que x aumenta de 1.

Podemos calcular também os valores de y, dados os valores negativos para x, da seguinte forma:

Quando $x = -1$ $\quad y = 10^{-1} = 0{,}1$
Quando $x = -2$ $\quad y = 10^{-2} = 0{,}01$
Quando $x = -3$ $\quad y = 10^{-3} = 0{,}001$

Desta vez, y diminui de um fator de 10 a cada vez que x diminui de 1.

Se resolvermos a Equação (16.33) para x, em termos de y, obteremos

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

Essa equação diz que x é o logaritmo (ou o expoente) de 10 que dá como resultado y. Geralmente, o 10 é omitido, e a equação é escrita como

$$x = \log y \tag{16.34}$$

Se você tem uma calculadora científica ou uma tabela de logaritmos, você pode encontrar o valor de x para qualquer valor de y. Por exemplo, aqui estão alguns cálculos básicos para $x = \log y$:

Quando $y = 10$ $\quad x = \log 10 = 1$
Quando $y = 100$ $\quad x = \log 100 = 2$
Quando $y = 1.000$ $\quad x = \log 1.000 = 3$

Você pode ver que x aumenta de 1 para cada vez que y aumenta de um fator de 10.

Podemos calcular também os valores de x, dados os valores de y em decimal, da seguinte forma:

Quando $y = 0{,}1$ $\quad x = \log 0{,}1 = -1$
Quando $y = 0{,}01$ $\quad x = \log 0{,}01 = -2$
Quando $y = 0{,}001$ $\quad x = \log 0{,}001 = -3$

Observe que x diminui de 1 a cada vez que y diminui de um fator de 10.

Ganho de Potência em Decibel

O *ganho de potência comum* G de um amplificador é definido como a razão da potência de saída pela potência de entrada:

$$G = \frac{P_2}{P_1}$$

O *ganho de potência em decibel* é definido como

$$G' = 10 \log G \tag{16.35}$$

G é a razão da potência de saída pela potência de entrada. Portanto, G não tem unidade ou dimensão. Quando você calcula o logaritmo de G, você obtém uma grandeza que não tem unidade ou dimensão. Porém, para assegurar que G' nunca seja confundido com G, associamos a unidade *decibel* (abreviada por dB) a todas as respostas para G.

Exemplo 16.15

Calcule o ganho de potência em decibel de 1, 10, 100 e 1.000.

Solução

Quando o ganho de potência comum for 1, então

$$G' = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 10, o ganho de potência em decibel será

$$G' = 10 \log 10 = 10 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 100,

$$G' = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 1.000, então

$$G' = 10 \log 1.000 = 30 \text{ dB}$$

Observe que cada vez que o ganho de potência comum aumenta de um fator de 10, o ganho de potência em decibel aumenta de 10 dB.

Exemplo 16.16

Calcule o ganho de potência em decibel de 1; 0,1; 0,01 e 0,001.

Solução

Quando o ganho de potência comum for 1, o ganho de potência em decibel será

$$G' = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 0,1,

$$G' = 10 \log 0{,}1 = -10 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 0,01,

$$G' = 10 \log 0{,}01 = -20 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 0,001,

$$G' = 10 \log 0{,}001 = -30 \text{ dB}$$

Neste caso, cada vez que o ganho de potência comum diminui de um fator de 10, o ganho de potência em decibel diminui de 10 dB.

Exemplo 16.17

Calcule o ganho de potência em decibel para os seguintes ganhos de potência comum: 100, 200, 400 e 800.

Solução

Quando o ganho de potência comum for 100, o ganho de potência em decibel será

$$G' = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 200,

$$G' = 10 \log 200 = 23 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 400,

$$G' = 10 \log 400 = 26 \text{ dB}$$

Quando o ganho de potência comum for 800,

$$G' = 10 \log 800 = 29 \text{ dB}$$

Você pode identificar uma seqüência padrão nesses números? Cada vez que o ganho de potência comum aumenta de um fator de 2, o ganho de potência em decibel aumenta de 3 dB. Essa propriedade se aplica também na diminuição. Por exemplo, se o ganho de potência comum diminui de 500 para 250, o ganho de potência em decibel diminui de

$$G' = 10 \log 500 = 27 \text{ dB}$$

para

$$G' = 10 \log 250 = 24 \text{ dB}$$

que corresponde a uma variação de – 3 dB.

Vamos resumir as propriedades importantes do ganho de potência em decibel que foram demonstradas:

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

16.10 GANHO DE TENSÃO EM DECIBEL

As medições de tensão são mais comuns do que as medições de potências. Por isso, decibéis são ainda mais úteis em ganhos de tensão. O *ganho de tensão em decibel* é definido como

$$A' = 20 \log A \tag{16.36}$$

O motivo de se utilizar 20 em vez de 10 é porque a potência é proporcional ao quadrado da tensão. Para maiores detalhes, veja a seção "Tópicos Opcionais".

Regras Básicas para o Ganho de Tensão

Na Equação (16.36), a multiplicação por 20, em vez de 10, significa que podemos modificar as regras básicas resumidas no Exemplo 16.17 para obter as seguintes regras úteis para o ganho de tensão em decibel:

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

Por exemplo, suponha que o ganho de tensão diminua de 1.000 para 100. Isto é um fator de 10 em ganho de tensão comum, que significa que o ganho de tensão em decibel diminui de 20 dB. Eis um exemplo:

Quando $A = 1.000$ $\quad A' = 20 \log 1.000 = 60$ dB
Quando $A = 100$ $\quad A' = 20 \log 100 = 40$ dB

Como você pode ver, o ganho de tensão comum diminuiu de um fator de 10 e o ganho de tensão em decibel diminuiu de 20 dB.

Estágios em Cascata

O ganho de tensão total de um amplificador de dois estágios é o produto dos ganhos de tensão individuais:

$$A = A_1 A_2 \tag{16.37}$$

Algumas coisas incomuns acontecem quando usamos o ganho de tensão em decibel em vez de o ganho de tensão comum. Na Equação (16.37), determine o logaritmo dos dois lados para obter

$$\log A = \log A_1 A_2 = \log A_1 + \log A_2$$

Multiplique os dois lados por 20 para obter

$$20 \log A = 20 \log A_1 + 20 \log A_2$$

Porém, essa equação pode ser reescrita em termos do ganho de tensão em decibel:

$$A' = A_1' + A_2' \tag{16.38}$$

Observe essa equação. Ela diz que o ganho de tensão total em decibel dos dois estágios em cascata é igual à soma dos ganhos de tensão em decibel individuais. A mesma idéia se aplica a um amplificador com um número de estágios qualquer. Essa propriedade aditiva do ganho em decibel é um dos motivos da sua popularidade.

Exemplo 16.18

Utilize a Figura 16.19*a* e *b* para demonstrar a validade da Equação (16.38).

Solução

Se você não entendeu a prova formal da Equação (16.38), a prova numérica a seguir pode ajudá-lo. Na Figura 16.19*a*, o ganho de tensão total é

$$A = (100)(200) = 20.000$$

que é equivalente a um ganho de tensão em decibel de

$$A' = 20 \log 20.000 = 86 \text{ dB}$$

Em seguida, calcule o ganho de tensão em decibel de cada estágio da seguinte forma:

$$A_1' = 20 \log 100 = 40 \text{ dB} \quad \text{e} \quad A_2' = 20 \log 200 = 46 \text{ dB}$$

Observe que 40 dB mais 46 dB somam 86 dB. Em outras palavras, podemos calcular o ganho de tensão total em decibel com

$$A' = 20 \log 20.000 = 86 \text{ dB}$$

ou com

$$A' = 40 \text{ dB} + 46 \text{ dB} = 86 \text{ dB}$$

Isto mostra que a Equação (16.38) é válida.

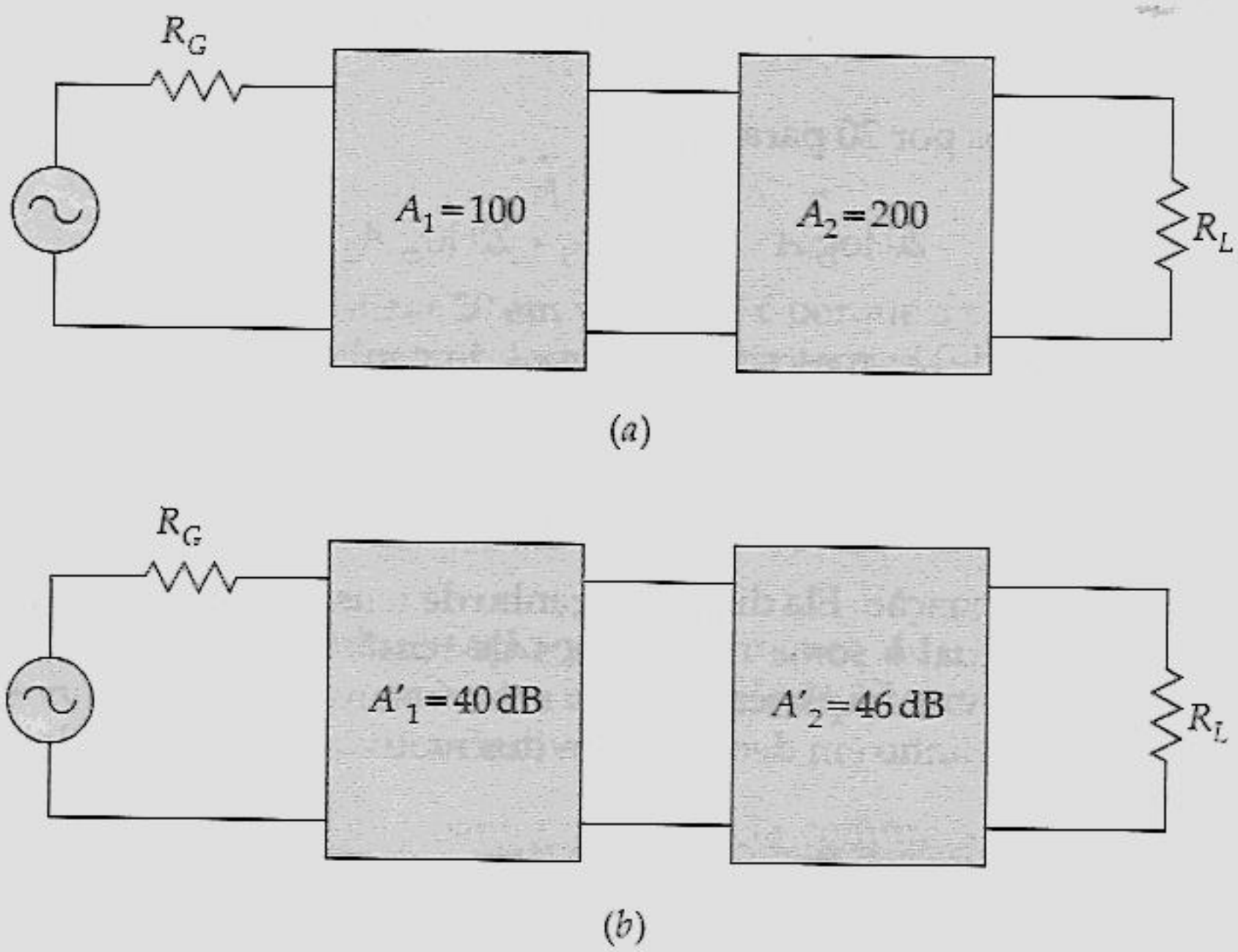


Figura 16.19 (*a*) Multiplicação de ganhos comuns; (*b*) soma de ganhos em decibel.

16.11 GANHO DE TENSÃO FORA DA BANDA MÉDIA

Quando dividimos os dois lados da Equação (16.30) por V_G, obtemos

$$A = \frac{A_{mid}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}\,\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16.39}$$

onde A é o ganho de tensão da saída a partir do gerador. Lembre-se de que essa equação admite duas freqüências críticas: uma abaixo da banda média em f_1 e outra acima da banda média em f_2. Devido ao fato de a equação ser complexa, podemos dividi-la em três equações simples, como é mostrado logo a seguir. Isso significa que f_1/f e f/f_2 são aproximadamente zero e a equação é simplificada

$$A = A_{mid}$$

para qualquer freqüência na banda média. Isto é, qualquer f entre $10f_1$ e $0{,}1f_2$. Nessa faixa, o ganho de tensão é aproximadamente igual ao ganho de tensão na banda média.

Abaixo da banda média, f é muito menor do que f_2, o que significa que f/f_2 é aproximadamente zero. Nesse caso, a Equação (16.39) é simplificada para

$$A = \frac{A_{mid}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \tag{16.40}$$

Com essa equação, podemos calcular o ganho de tensão para freqüências abaixo da banda média.

Acima da banda média, f é muito maior do que f_1, o que significa que f_1/f é aproximadamente zero. Nesse caso, a Equação (16.39) é simplificada para

$$A = \frac{A_{mid}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \tag{16.41}$$

Com essa equação, podemos calcular o ganho de tensão para freqüências acima da banda média.

Oitavas e Décadas

O C (dó) médio em um piano tem uma freqüência de 256 Hz. O próximo C maior é uma *oitava* maior e tem uma freqüência de 512 Hz. E o próximo C maior tem uma freqüência de 1.024 Hz, e assim por diante. Em música, a palavra *oitava* se refere ao dobro de uma freqüência. Sempre que você subir uma oitava, você tem de dobrar a freqüência.

Em eletrônica, uma oitava tem um significado parecido para razões do tipo f_1/f e f/f_2. Por exemplo, se $f_1 = 100$ Hz e $f = 50$ Hz, a razão f_1/f é

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

Podemos descrever isto dizendo que f é 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 é uma oitava acima de f_2.

Uma *década* tem um significado parecido para razões do tipo f_1/f e f/f_2, exceto que, em vez de 2, um fator de 10 é usado. 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 isto dizendo que f é uma década abaixo de f_1. Num outro exemplo, suponha que $f = 2$ MHz e $f_2 = 200$ kHz. Então

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

Isto significa que f está uma década acima de f_2.

Escalas Linear e Logarítmica

Os papéis comuns para gráficos têm uma *escala linear* nos dois eixos. Isto significa que os espaços entre os números são os mesmos para todos os números, como mostrado na Figura 16.20*a*. Com uma escala linear, você começa no 0 e prossegue a passos uniformes para os números maiores. Todos os gráficos discutidos até agora usaram escalas lineares.

Algumas vezes preferimos usar uma *escala logarítmica* porque ela comprime as distâncias e nos permite observar várias décadas. A Figura 16.20*b* mostra uma escala logarítmica. Observe que a numeração começa com 1. O espaço entre 1 e 2 é muito maior de que entre 9 e 10. Com a compressão da escala logaritmicamente, como é mostrado aqui, podemos levar vantagem em certas propriedades dos logaritmos e decibéis.

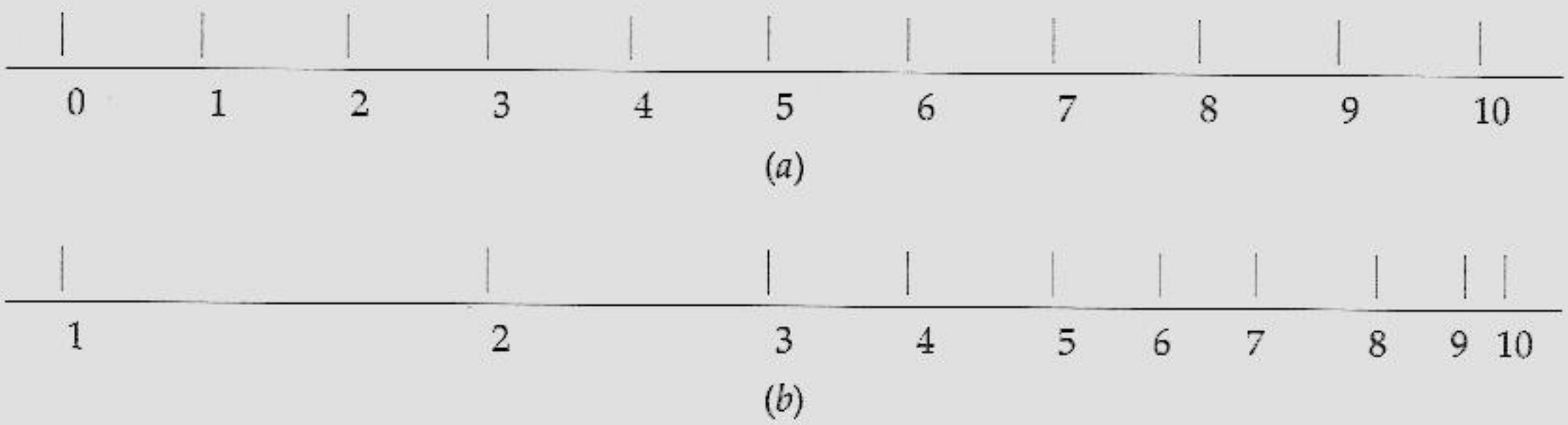


Figura 16.20 (*a*) Escala linear; (*b*) escala logarítmica.

Além do papel comum para gráfico, existe o papel semilogarítmico. Esse tipo de papel para gráfico tem uma escala linear no eixo vertical e uma escala logarítmica no eixo horizontal. As pessoas usam o papel semilogarítmico quando elas querem fazer um gráfico de uma grandeza como o ganho de tensão abrangendo várias décadas de freqüência.

Gráfico do Ganho de Tensão em Decibel

A Figura 16.21*a* mostra a resposta de freqüência de um amplificador típico. O gráfico é parecido com o da Figura 16.18, porém dessa vez estamos observando o ganho de tensão em decibel *versus* a freqüência como ele apareceria em um papel semilogarítmico. Um gráfico como esse é chamado de *curva de Bode*. O eixo vertical utiliza uma escala linear e o eixo horizontal, uma escala logarítmica. Conforme mostrado, o ganho de tensão em decibel é máximo na banda média de freqüências. Em cada freqüência crítica, o ganho de tensão em decibel é de 3 dB abaixo do valor máximo. Abaixo da banda média, o ganho de tensão em decibel diminui 20 dB por década. Acima da banda média, o ganho de tensão em decibel diminui 20 dB por década.

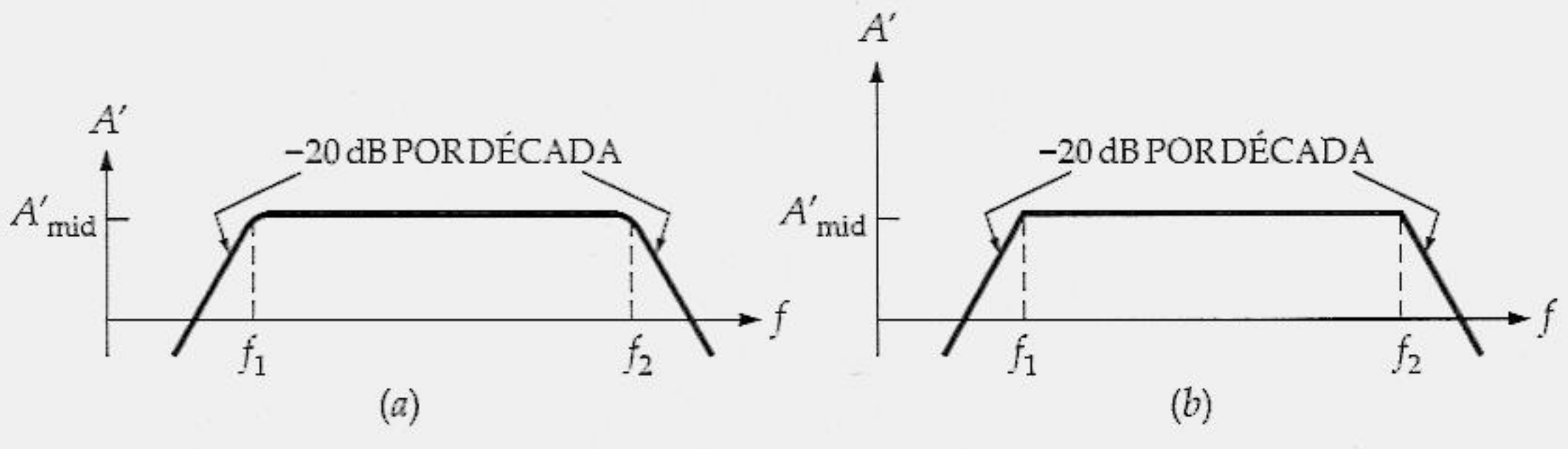


Figura 16.21 (*a*) Curva de Bode; (*b*) curva de Bode ideal.

A Figura 16.21*b* mostra o mesmo gráfico na forma ideal. Muitas pessoas preferem utilizar a curva de Bode ideal porque ela é mais fácil de ser desenhada e fornece aproximadamente a mesma informação. Qualquer um que observar esse gráfico ideal sabe que o ganho de tensão em decibel é de 3 dB abaixo das freqüências críticas. Então o gráfico contém todas as informações originais quando essa correção de 3 dB é mentalmente incluída.

Na Figura 16.21*b*, o ganho de tensão em decibel diminui à razão de 20 dB por década nas freqüências muito baixas e muito altas. Uma forma alternativa de descrever a diminuição no ganho de tensão é dizer 6 dB por oitava.

Exemplo 16.19

Um amplificador tem $f_1 = 585$ Hz e $f_2 = 402$ Hz. O ganho de tensão na banda média é 72,9. Qual o ganho de tensão em 253 Hz? Qual o ganho de tensão em 349 kHz?

Solução

Utilize as Equações (16.40) e (16.41). Podemos calcular o ganho de tensão em 253 Hz da seguinte forma: a razão de freqüência f_1/f é igual a

$$\frac{f_1}{f} = \frac{585 \text{ Hz}}{253 \text{ Hz}} = 2{,}31$$

Substitua isto na Equação (16.40), para obter

$$A = \frac{72{,}9}{\sqrt{1 + (2{,}31)^2}} = 29$$

Em seguida, determine o ganho de tensão em 349 kHz da seguinte forma: a razão de freqüência f/f_2 é igual a

$$\frac{f}{f_2} = \frac{349 \text{ kHz}}{402 \text{ kHz}} = 0{,}868$$

Substitua isso na Equação (16.41) para obter

$$A = \frac{72{,}9}{\sqrt{1 + (0{,}868)^2}} = 55{,}1$$

Exemplo 16.20

Anteriormente, analisamos o amplificador da Figura 16.17 e identificamos que ele tem a resposta de freqüência mostrada na Figura 16.18. Mostre a curva de Bode da resposta de freqüência.

Solução

A primeira coisa a fazer é calcular o ganho de tensão na banda média do gerador para a saída. Na Figura 16.17, $V_G = 1$ mV e $V_{máx} = 72{,}9$ mV. O ganho de tensão na banda média é

$$A_{mid} = \frac{72{,}9 \text{ mV}}{1 \text{ mV}} = 72{,}9$$

Em seguida, calcule o ganho de tensão em decibel:

$$A'_{mid} = 20 \log 72{,}9 = 37{,}3 \text{ dB}$$

As duas freqüências críticas dominantes são $f_1 = 585$ Hz e $f_2 = 402$ kHz.

A Figura 16.22 mostra o gráfico do ganho de tensão em decibel *versus* a freqüência. O ganho de tensão na banda média é de 37,3 dB com freqüências críticas de 585 Hz e 402 kHz. O gráfico é ideal porque temos de incluir um fator de – 3 dB nas freqüências. Na realidade, o ganho de tensão é de 3 dB abaixo das freqüências críticas, o que significa que o ganho de tensão é na realidade

$$A' = 37{,}3 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = 34{,}3 \text{ dB}$$

Fora das freqüências críticas, o ganho de tensão diminui 20 dB por década. Isso significa que o ganho de tensão em decibel é

$$A' = 37{,}3 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 17{,}3 \text{ dB}$$

onde f = 58,5 Hz ou quando f = 4,02 MHz. O ganho se mantém na mesma razão de queda, o que significa que ele é idealmente igual a

$$A' = 17{,}3 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = -2{,}7 \text{ dB}$$

quando f = 5,85 Hz ou quando f = 40,2 MHz. Em outras palavras, a resposta de freqüência ideal é esta:

$$A' = \begin{cases} 37{,}3 \text{ dB} & \text{para 585 Hz a 402 kHz} \\ 17{,}3 \text{ dB} & \text{para 58,5 Hz e 4,02 MHz} \\ -2{,}7 \text{ dB} & \text{para 5,85 Hz e 4,02 MHz} \\ -22{,}7 \text{ dB} & \text{para 0,585 Hz e 402 MHz} \end{cases}$$

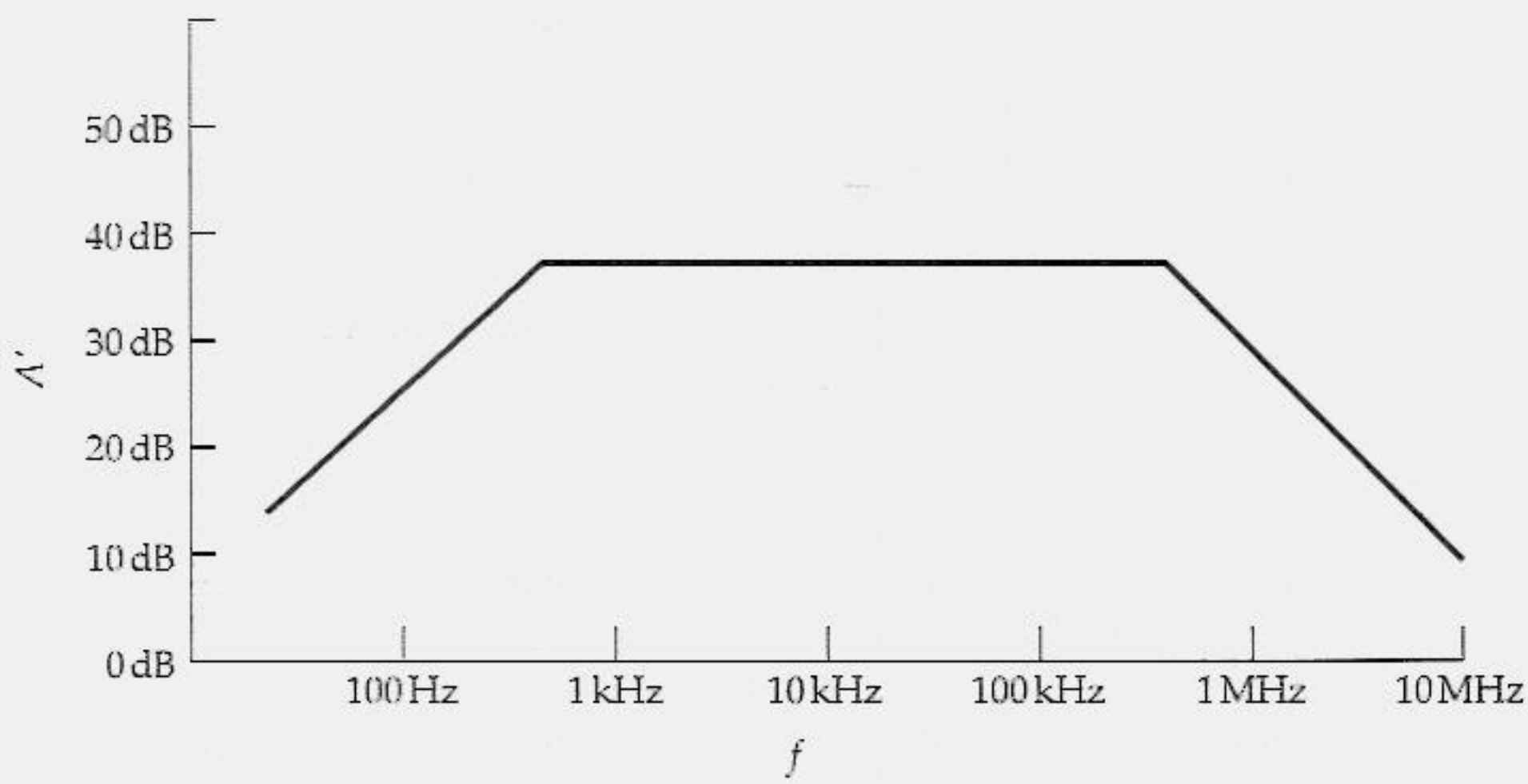


Figura 16.22 Exemplo de uma curva de Bode ideal.

Curvas de Bode ideais como a da Figura 16.22 nos fornecem um resumo visual rápido do que um amplificador pode fazer. Podemos ver imediatamente o quanto o ganho de tensão na banda média, onde as freqüências críticas dominantes estão, cai rapidamente etc. Gráficos como esses são muito comuns na indústria. A propósito, muitos técnicos e engenheiros usam o termo *freqüência de curva* em vez de *freqüência crítica*. Isto porque o gráfico muda de direção em cada freqüência crítica, onde ele passa a diminuir à taxa de 20 dB por década.

TÓPICOS OPCIONAIS

16.12 DEMONSTRAÇÃO DO TEOREMA DE MILLER

Na Figura 16.23*a*, o capacitor de realimentação tem uma corrente alternada dada por

$$I_C = \frac{V_{in} - (-V_{out})}{-jX_C}$$

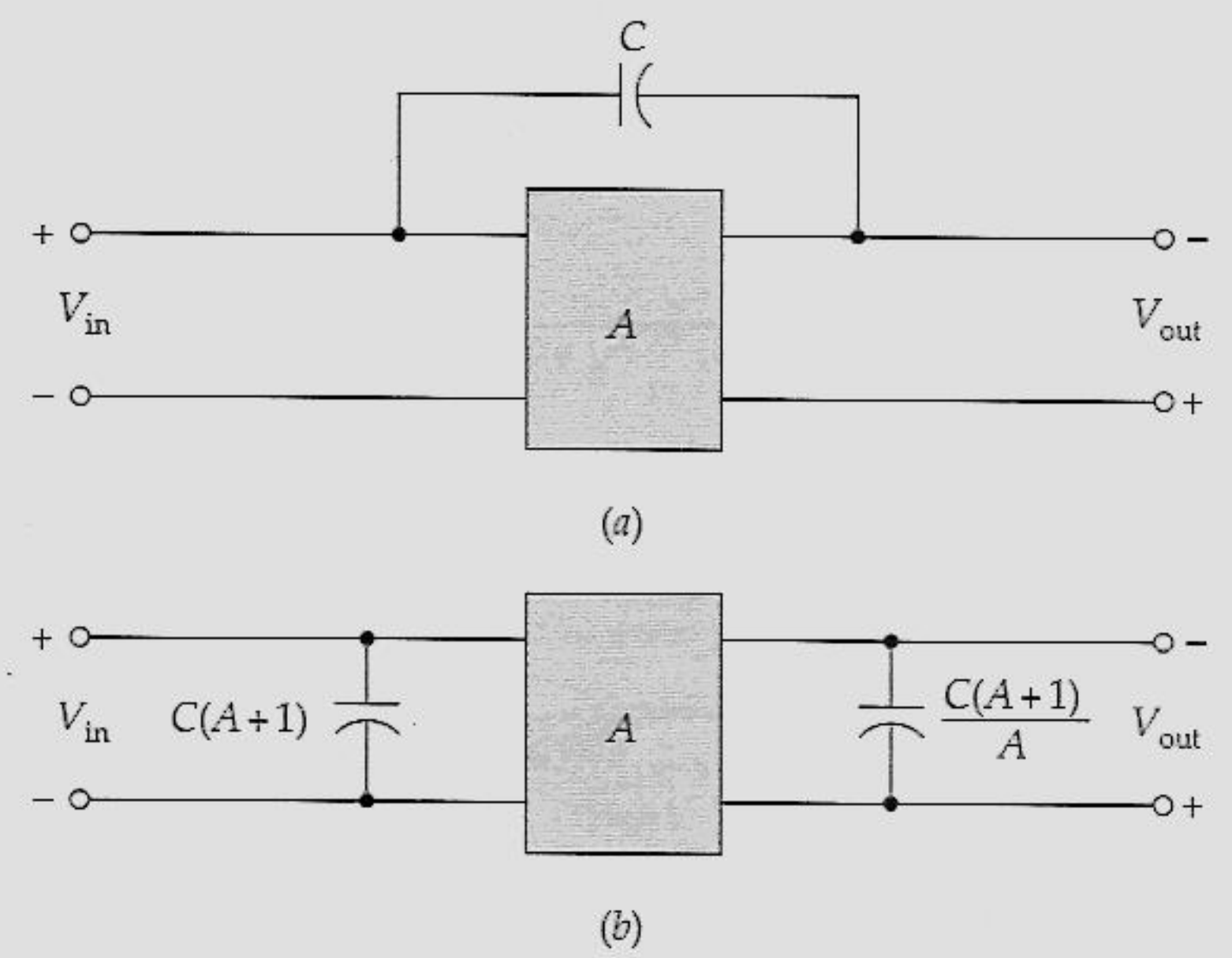


Figura 16.23 Demonstração do teorema de Miller.

Como $V_{out} = AV_{in}$, podemos reescrever a equação como

$$I_C = \frac{V_{in}(1 + A)}{-jX_C}$$

ou

$$\frac{V_{in}}{I_C} = \frac{-jX_C}{A + 1} = \frac{-j1}{2\pi fC(A + 1)}$$

A razão V_{out}/I_C é a impedância do capacitor vista a partir da entrada do amplificador. O denominador contém $2\pi f$ vezes uma capacitância equivalente de $C(A + 1)$. Definimos essa capacitância como a *capacitância Miller de entrada*:

$$C_{in(Miller)} = C(A + 1)$$

Essa capacitância Miller de entrada aparece em paralelo com os terminais de entrada do amplificador (veja a Figura 16.23*b*).

A capacitância de saída pode ser deduzida da forma mostrada a seguir. A corrente através do capacitor é

$$I_C = \frac{V_{out} - (-V_{in})}{-jX_C} = \frac{(1 + 1/A)V_{out}}{-jX_C}$$

ou

$$\frac{V_{out}}{I_C} = \frac{-jX_C}{(A + 1)/A} = \frac{-j1}{2\pi fC(A + 1)/A}$$

A razão V_{out}/I_C é a impedância do capacitor vista a partir dos terminais de saída. O denominador contém $2\pi f$ vezes uma capacitância equivalente de $C(A + 1)/A$. Definimos essa capacitância como a *capacitância Miller de saída*:

$$C_{out(Miller)} = \frac{C(A + 1)}{A}$$

como mostra a Figura 16.23*b*. Quando A for grande, essa capacitância será aproximadamente igual a C, a capacitância de realimentação.

16.13 ANÁLISE DE AMPLIFICADORES FET EM ALTA FREQÜÊNCIA

Devido à semelhança entre transistores bipolares e FETs, a análise em alta freqüência é similar, mas não idêntica. A porta e o dreno têm, cada um, um circuito de desvio indesejado. A discussão a seguir lhe mostrará como encontrar a resistência e a capacitância equivalentes para cada circuito de desvio. Após o cálculo de R e C para cada circuito de desvio, você pode calcular a freqüência crítica com a equação utilizada anteriormente.

Banda Média

A Figura 16.24*a* mostra um gerador de sinal V_G com uma resistência interna R_G acionando um amplificador FET com polarização por divisor de tensão. Em altas freqüências, os capacitores de acoplamento e de desvio funcionam como curto-circuito para *ca*. Por isso, o circuito equivalente *ca* é como o mostrado na Figura 16.24*b*. A resistência r_d é a resistência *ca* vista pelo dreno, que é uma combinação de R_D e R_L em paralelo:

$$r_d = R_D \parallel R_L$$

A resistência r_g é a resistência *ca* Thévenin vista do terminal da porta do FET. Essa resistência inclui os resistores de polarização em paralelo com a resistência do gerador. Por exemplo, com a polarização por divisor de tensão,

$$r_g = R_1 \parallel R_2 \parallel R_G$$

Na banda média do amplificador, o ganho de tensão é

$$A = g_m r_d$$

Acima da banda média, as capacitâncias internas do FET e as capacitâncias parasitas da fiação formam uma rede de desvio indesejada que provoca a diminuição do ganho de tensão. Aqui C_{gs} é a capacitância interna entre a porta e a fonte. C_{gd} é a capacitância entre a porta e o dreno e C_{ds} é a capacitância entre o dreno e a fonte. A Figura 16.24*c* mostra essas capacitâncias no circuito equivalente *ca*. A capacitância parasita C_{stray} aparece também através do terminal da fonte e do terra, como mostrado na Figura 16.24c.

Rede de Desvio (*Bypass*) da Porta

Na Figura 16.24*c*, C_{gd} é um capacitor de realimentação. Com o teorema de Miller,

$$C_{in(Miller)} = C_{gd}(A + 1)$$

ou

$$C_{in(Miller)} = C_{gd}(g_m r_d + 1)$$

A Figura 16.25 mostra essa capacitância Miller de entrada.

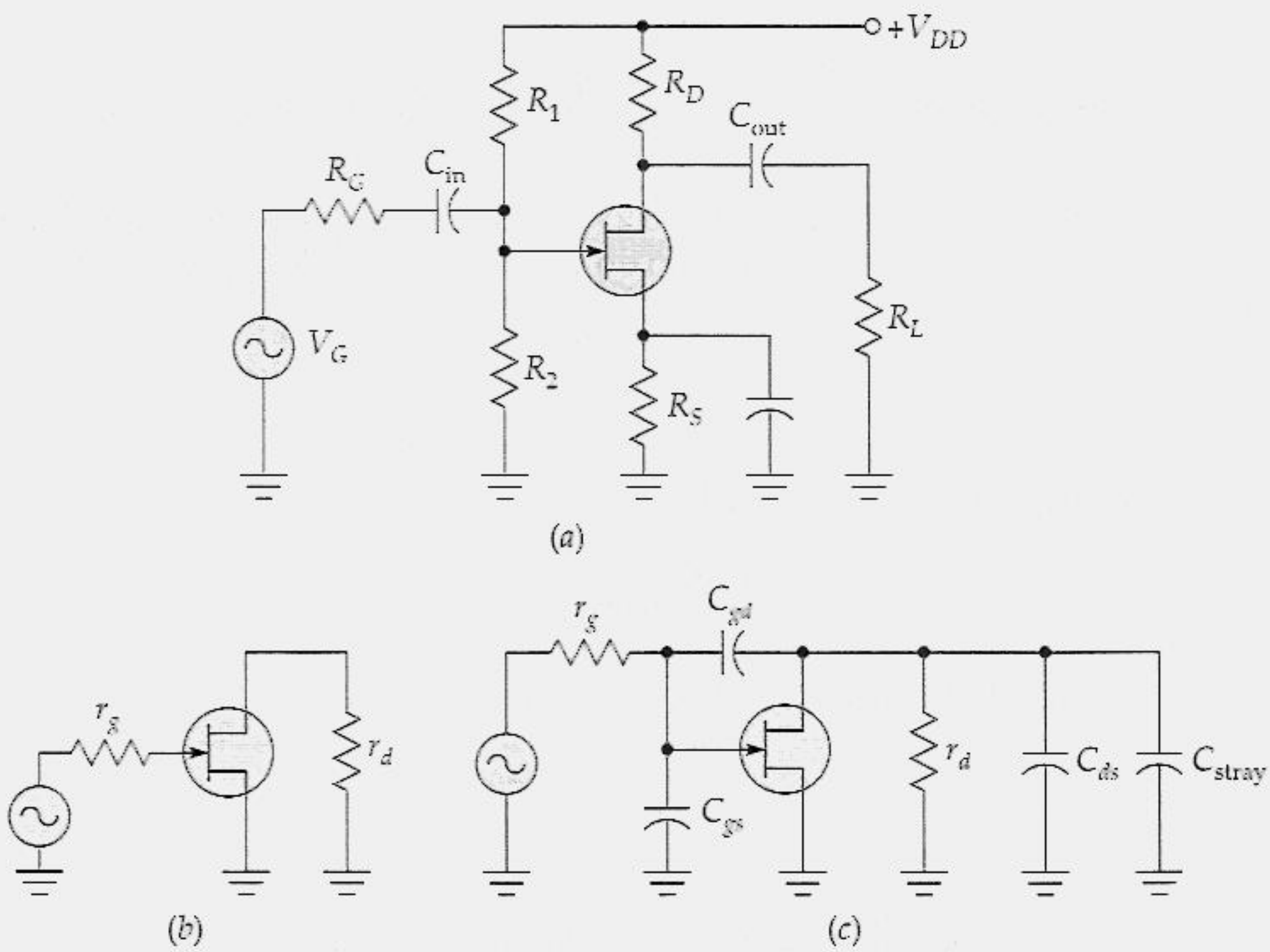


Figura 16.24 Análise de um amplificador FET em alta freqüência.

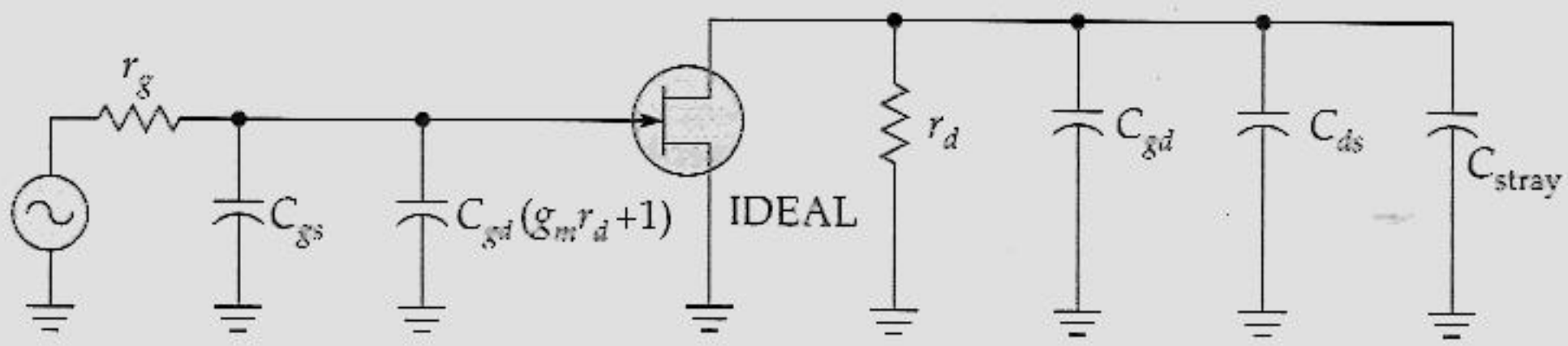


Figura 16.25 Circuito equivalente *ca*.

Na maioria dos casos, A é grande o suficiente para aproximar o valor da capacitância Miller de saída do valor da capacitância de realimentação:

$$C_{out(Miller)} = C_{gd}$$

Como mostra a Figura 16.25, a capacitância Miller de saída está em paralelo com C_{ds} e C_{stray}.

O amplificador FET da Figura 16.25 tem dois circuitos de derivação indesejados – um no lado da porta e outro no lado do dreno. A capacitância total no circuito da porta é

$$C = C_{gs} + C_{gd}(g_m r_d + 1) \tag{16.42}$$

A resistência vista por essa capacitância é

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel R_G \tag{16.43}$$

Portanto, a freqüência crítica do circuito de desvio da porta é

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

onde R e C são dadas pelas Equações (16.45) e (16.44), respectivamente.

Rede de Desvio (*Bypass*) do Dreno

O dreno funciona como uma fonte de corrente que aciona uma resistência *ca* r_d em paralelo com as capacitâncias C_{gd}, C_{ds} e C_{stray}. A capacitância total no circuito do dreno é

$$C = C_{gs} + C_{ds} + C_{\text{stray}} \tag{16.44}$$

A resistêcia total vista por essa capacitância é r_d, que podemos escrever como

$$R = R_D \parallel R_L \tag{16.45}$$

Assim a freqüência crítica do circuito de desvio do dreno é

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

onde R e C são dadas pela Equação (16.45) e (16.44), respectivamente.

Capacitâncias Fornecidas pelas Folhas de Dados

As capacitâncias FET (C_{gd}, C_{gs} e C_{ds}) são difíceis de ser medidas. Esse é o motivo pelo qual você não as encontra em típicas folhas de dados de FET. Em vez disso você encontra as grandezas: C_{iss}, C_{oss} e C_{rss}. Essas capacitâncias são chamadas de *capacitâncias de curto-circuito* e têm a vantagem de ser facilmente medidas. Essas capacitâncias são definidas da seguinte forma:

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

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

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

A resolução simultânea dessas equações fornece as seguintes fórmulas de conversão:

$$C_{gd} = C_{rss} \tag{16.46}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \tag{16.47}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \tag{16.48}$$

Com essas fórmulas, podemos calcular a capacitância necessária para analisar a rede de atraso de um amplificador FET.

16.14 dBm

Os decibéis são usados às vezes para indicar o nível de potência em relação a 1 mW. Nesse caso, a denominação *dBm* é usada em vez de dB; o *m* no final de *dBm* nos lembra a referência de miliwatt. A fórmula para dBm é

$$P' = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}} \tag{16.49}$$

onde P' = potência em dBm e P = potência em watts. Por exemplo, se a potência for de 2 W, então

$$P' = 10 \log \frac{2 \text{ W}}{1 \text{ mW}} = 10 \log 2.000 = 33 \text{ dBm}$$

Eis mais algumas equivalências:

$$P' = \begin{cases} 0 \text{ dBm} & \text{quando P} = 1 \text{ mW} \\ 10 \text{ dBm} & \text{quando P} = 10 \text{ mW} \\ 20 \text{ dBm} & \text{quando P} = 100 \text{ mW} \\ 30 \text{ dBm} & \text{quando P} = 1 \text{ W} \end{cases}$$

Você pode ter dBm negativo da seguinte forma:

$$P' = \begin{cases} -10 \text{ dBm} & \text{quando P} = \mu\text{W} \\ -20 \text{ dBm} & \text{quando P} = 10\ \mu\text{W} \\ -30 \text{ dBm} & \text{quando P} = 1\ \mu\text{W} \end{cases}$$

Algumas vezes, você vê medidores de potência calibrados em dBm. Por exemplo, se você lê 23 dBm, a potência é de 200 mW.

16.15 GANHOS DE POTÊNCIA E DE TENSÃO

A potência de entrada do amplificador é

$$P_1 = \frac{V_1^2}{R_1}$$

e a potência de saída é

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R_2}$$

O ganho de potência da entrada para a saída é

$$G = \frac{P_2}{P_1} = \frac{V_2^2/R_2}{V_2^1/R_1}$$

Como a razão V_2/V_1 é o ganho de tensão A, podemos reescrever o ganho de potência como

$$G = A^2\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \tag{16.50}$$

Casamento de Impedâncias

Em vários sistemas (por exemplo, microondas e telefone), as impedâncias de entrada e de carga são casadas, o que significa que $R_1 = R_2$. Com essa condição, a Equação (16.50) é simplificada para

$$G = A^2 \tag{16.51}$$

Essa equação informa que o ganho de potência é igual ao quadrado do ganho de tensão. Por exemplo, se $A = 100$, então $G = 10.000$.

A aplicação do logaritmo nos dois lados da Equação (16.51) nos fornece

$$\log G = \log A^2 = 2 \log A$$

Multiplicando os dois lados por 10, obtemos

$$10 \log G = 10(2 \log A) = 20 \log A$$

que pode ser escrita como

$$G' = A' \tag{16.52}$$

Essa equação informa que o ganho de potência em decibel é igual ao ganho de tensão em decibel, uma relação que é verdadeira para todo sistema com impedâncias casadas.

Impedâncias Não-Casadas

Na maioria dos amplificadores, as impedâncias não são casadas porque a impedância da carga não é igual à impedância de entrada. Nesse caso, G' não é igual a A' e devemos calcular cada uma separadamente. Em outras palavras, temos de utilizar

$$G = 10 \log G$$

para o ganho de potência em decibel, e

$$A' = 20 \log A$$

para o ganho de tensão em decibel.

As duas fórmulas do ganho em decibel são amplamente utilizadas. O ganho de potência em decibel predomina em comunicações, microondas e em outros sistemas nos quais a potência é importante. O ganho de tensão em decibel é preferido nas áreas da eletrônica, nas quais as medidas de tensões são mais convenientes.

16.16 Curvas de Bode

Na discussão básica da resposta de um amplificador, introduzimos as curvas de Bode do ganho de tensão *versus* a freqüência. O que vem a seguir é um tratamento mais matemático do assunto, incluindo as curvas de Bode do ângulo de fase. Quando há um capacitor, aí pode estar uma diferença entre a fase dos sinais de entrada e de saída. De fato, um circuito de acoplamento é muitas vezes citado como uma *rede de avanço,* pois a tensão de saída se adianta em relação à de entrada. Um circuito de derivação é muitas vezes citado como uma *rede de atraso,* pois a tensão de saída se atrasa em relação à de entrada. Além disso, a freqüência crítica pode ser citada por meio de qualquer um desses termos: *freqüência de corte, freqüência de quebra, freqüência de canto, freqüência de potência média ou freqüência de 3-dB.*

Em números complexos, o ganho de tensão de uma rede de atraso é

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-jX_C}{R - jX_C}$$

Isto pode ser convertido para uma magnitude de

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \tag{16.53}$$

e para um ângulo de fase de

$$\phi = -\arctan \frac{R}{X_C} \tag{16.54}$$

Ganho de Tensão em Decibel

A Equação (16.53) pode ser reescrita como

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R/X_C)^2}}$$

Como

$$\frac{R}{X_C} = 2\pi fRC = \frac{f}{f_c}$$

o ganho de tensão pode ser escrito como

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2)}}$$

O ganho de tensão em decibel é

$$A' = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}} \tag{16.55}$$

Utilizando a Equação (16.55), podemos calcular o ganho de tensão em decibel de uma rede de atraso.

Por exemplo, quando $f/f_c = 0{,}1$, a Equação (16.55) fornece

$$A' = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + 0{,}1^2}} = -0{,}0432 \text{ dB} \approx 0 \text{ dB}$$

Quando $f/f_c = 1$, o ganho de tensão em decibel é

$$A' = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + 1^2}} = -3{,}01 \text{ dB} \approx -3 \text{ dB}$$

Quando $f/f_c = 10$,

$$A' = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + 10^2}} = -20 \text{ dB}$$

Quando $f/f_c = 100$,

$$A' = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + 100^2}} = -40 \text{ dB}$$

Quando $f/f_c = 1.000$,

$$A' = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + 1.000^2}} = -60 \text{ dB}$$

Calculamos ganhos de tensão em decibel utilizando uma seqüência de valores. Eis o que encontramos:

1. Quando a freqüência de entrada de uma rede de atraso (desvio) for uma década (fator de 10) abaixo da freqüência de corte, o ganho de tensão em decibel será aproximadamente zero.

2. Quando a freqüência de entrada for igual à freqüência de corte, o ganho de tensão será igual a – 3 dB (o ponto de potência média).

3. Quando a freqüência de entrada for uma década acima da freqüência de corte, o ganho de tensão em decibel será – 20 dB.

4. Acima desse ponto, cada vez que a freqüência aumenta de uma década, o ganho de tensão em decibel diminui de 20 dB.

Curva de Bode do Ganho de Tensão

Sempre que podemos reduzir um circuito a uma rede de atraso, podemos calcular a freqüência de corte. Então sabemos que o ganho de tensão em decibel está 20 dB abaixo quando a freqüência de entrada está duas décadas acima da freqüência de corte, 60 dB abaixo quando a freqüência de entrada está três décadas acima da freqüência de corte, e assim por diante.

A Figura 16.26*a* mostra o ganho de tensão em decibel de uma rede de atraso. Esse gráfico é denominado *curva de Bode* do ganho de tensão. Para que o gráfico englobe várias décadas de freqüências, temos de comprimir a escala horizontal mostrando distâncias iguais entre cada década de freqüência. (O papel para gráfico semilogarítmico faz a mesma coisa.) A vantagem de marcar a escala horizontal em décadas, em vez de unidades, é a seguinte: bem acima da freqüência de corte, o ganho de tensão em decibel diminui 20 dB por cada década de aumento na freqüência; portanto, o gráfico do ganho de tensão é uma linha reta com uma inclinação de – 20 dB por década.

A Figura 16.26*b* mostra a curva de Bode ideal do ganho de tensão. Para uma primeira aproximação, não consideramos o – 3 dB na freqüência de corte e desenhamos uma linha reta com inclinação de – 20 dB por década. As curvas de Bode ideais são usadas em análises preliminares porque elas são fáceis de ser desenhadas.

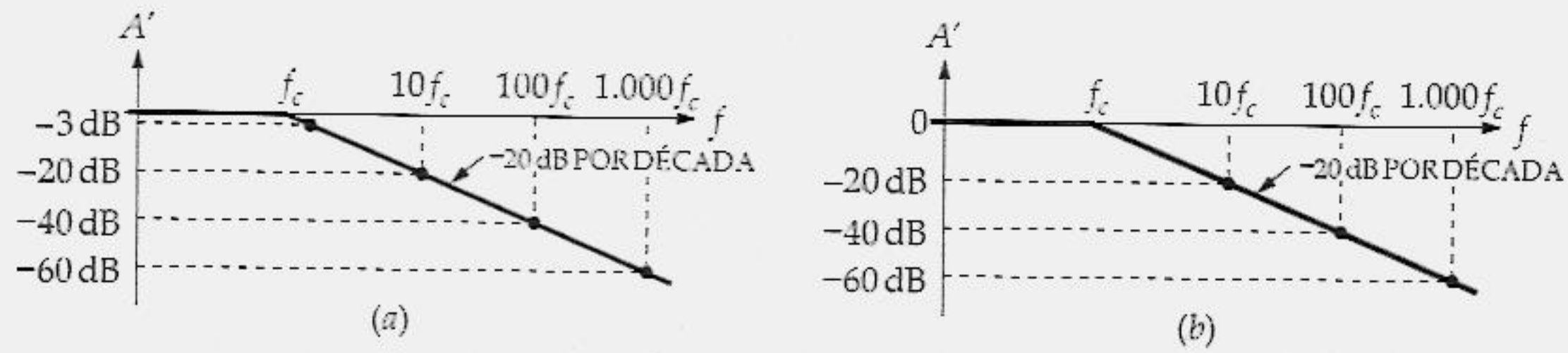


Figura 16.26 Curva de Bode de uma rede de atraso.

6 dB por Oitava

Acima da freqüência de corte, o ganho de tensão em decibel de uma rede de atraso diminui 6 dB por oitava. Isso é fácil de ser provado. Quando $f/f_c = 10$, $A' = -20$ dB. Quando $f/f_c = 20$ (uma variação de uma oitava),

$$A' = \log \frac{1}{\sqrt{1 + 20^2}} = -26 \text{ dB}$$

Como você pode ver, o ganho de tensão em decibel diminuiu 6 dB.

Em outras palavras, você pode descrever a resposta de freqüência de uma rede de atraso acima da freqüência de corte de duas formas: você pode ver 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. As duas taxas de atenuação são utilizadas na indústria.

Ângulo de Fase

A Equação (16.54) pode ser reescrita como

$$\phi = -\arctan \frac{f}{f_c} \tag{16.56}$$

Por exemplo, quando $f / f_c = 0{,}1$, a Equação (16.56) fornece

$$\phi = -\arctan 0{,}1 = -6^\circ$$

Quando $f / f_c = 1$,

$$\phi = -\arctan 1 = -45^\circ$$

Quando $f / f_c = 10$,

$$\phi = -\arctan 10 = -84^\circ$$

A Figura 16.27*a* mostra como o ângulo de fase de uma rede de atraso varia com a freqüência. Em freqüências muito baixas, o ângulo de fase é zero. Quando $f = 0{,}1f_c$, o ângulo de fase é -6°. Quando a freqüência de entrada for igual a freqüência de corte, o ângulo de fase será igual a -45°. Para uma freqüência de entrada que seja 10 vezes a freqüência crítica, o ângulo de fase será de -84°. Um aumento a mais na freqüência produz uma pequena variação porque o valor limite é -90°. Como você pode ver, o ângulo de fase de uma rede de atraso está entre 0 e -90°. Isto significa que a tensão de saída é atrasada em relação à tensão de entrada.

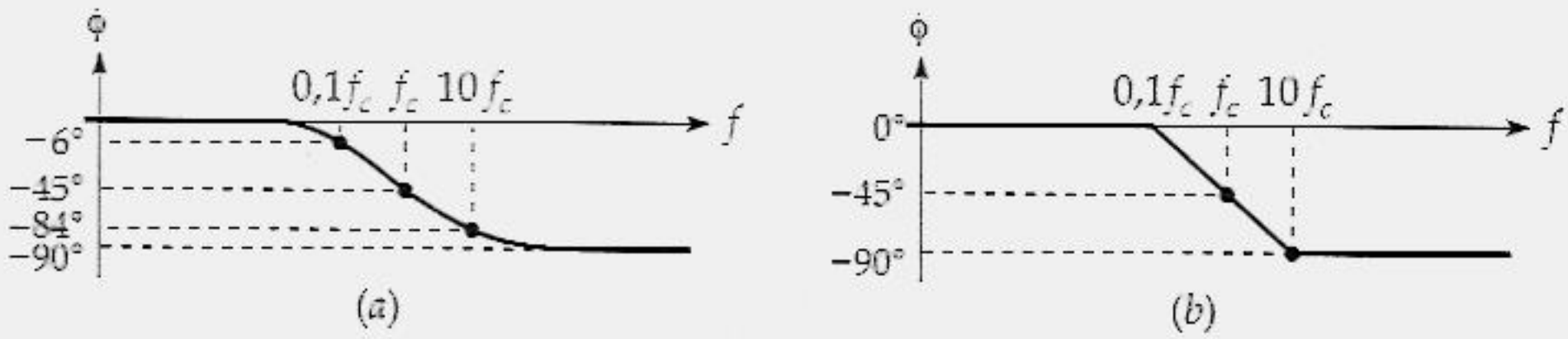


Figura 16.27 Curva de Bode do ângulo de fase para a rede de atraso: (*a*) real; (*b*) ideal.

Curva de Bode do Ângulo de Fase

Um gráfico como o da Figura 16.27*a* é uma curva de Bode do ângulo de fase. Sabendo-se que o ângulo de fase é de $-6°$ a $0{,}1f_c$ e de $-84°$ a $10f_c$, essa curva não é tão importante, exceto para indicar o quão próximo o ângulo de fase está dos seus limites. A curva de Bode ideal da Figura 16.27*b* é muito mais útil. Este é um gráfico para ser lembrado porque ele realça as seguintes idéias:

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

Uma outra forma de resumir a curva de Bode do ângulo de fase é esta: 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 $-90°$.

Rede de Avanço

A análise de uma rede de avanço é similar àquela para a rede de atraso. O ganho de tensão em decibel é

$$A' = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + (f_c/f)^2}} \tag{16.57}$$

O ângulo de fase é

$$\phi = \arctan \frac{f_c}{f} \tag{16.58}$$

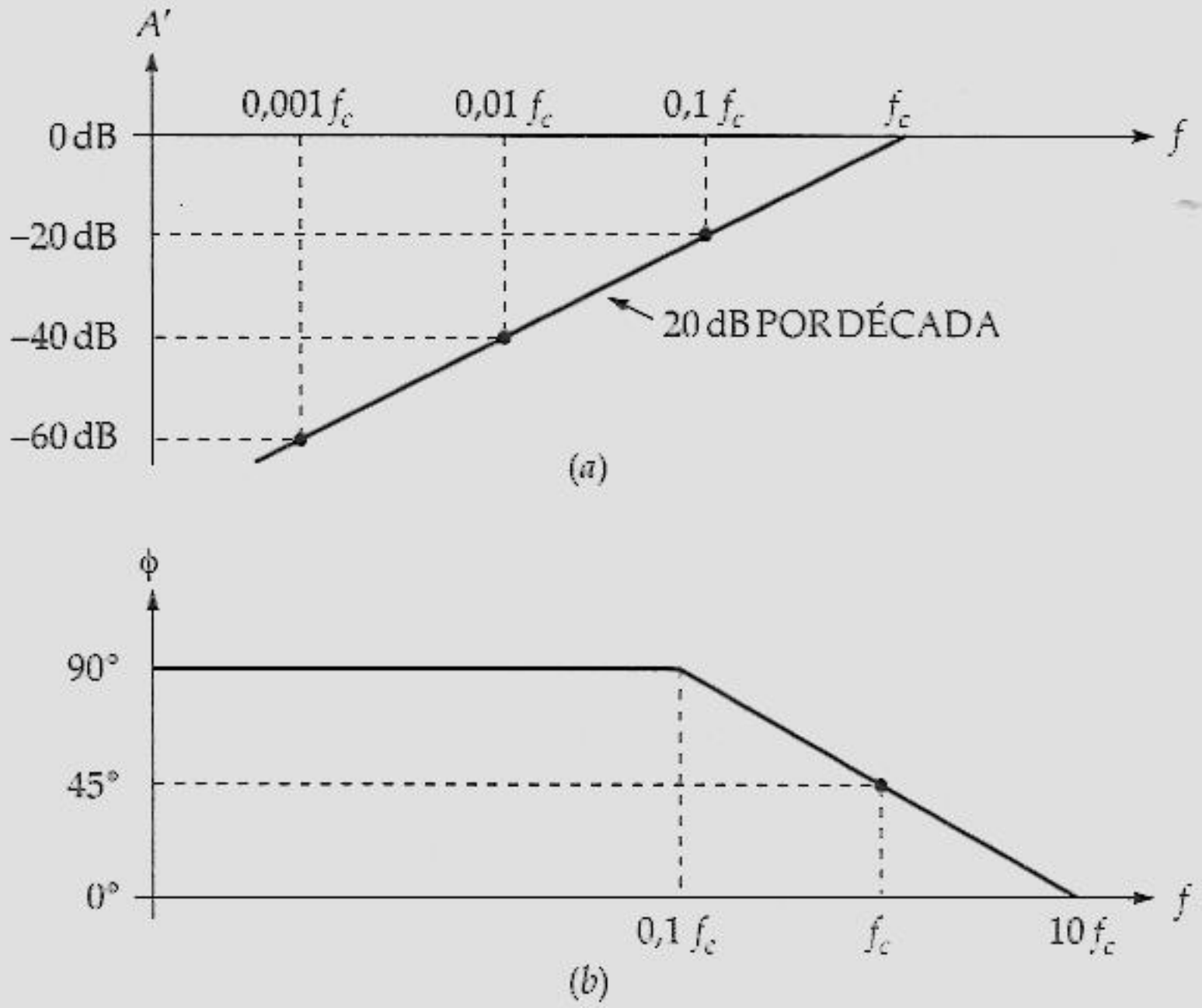


Figura 16.28 Curvas de Bode: (*a*) ganho; (*b*) ângulo.

Se você comparar essas equações com aquelas da rede de atraso, você verá uma simetria inversa. Este é o motivo de as curvas de Bode ideais do ganho de tensão em decibel e de o ângulo de fase aparecerem como mostra a Figura 16.28. Abaixo da freqüência de corte, o ganho de tensão em decibel diminui a uma taxa de 20 dB por década, que equivale a 6 dB por oitava. O ângulo de fase está entre 0 e 90°, o que significa que a saída é adiantada em relação à entrada.

16.17 MAIS INFORMAÇÕES SOBRE A RESPOSTA DE FREQÜÊNCIA DE UM AMPLIFICADOR

Na banda média de um amplificador, o ganho de tensão é máximo. Abaixo da banda média, os capacitores de acoplamento e de desvio provocam a diminuição no ganho de tensão. Acima da banda média, as capacitâncias internas e parasitas provocam a diminuição no ganho de tensão.

Amplificador *ca*

A Figura 16.29 mostra a resposta de freqüência de um amplificador *ca*. A freqüência crítica inferior é f_1 e a freqüência crítica superior é f_2. A *largura de banda B* de um amplificador é definida como

$$B = f_2 - f_1 \tag{16.59}$$

Por exemplo, se um amplificador *ca* tem uma freqüência crítica inferior de 1 MHz e uma freqüência crítica superior de 3 MHz, então a sua largura de banda é

$$B = 3\text{ MHz} - 1\text{ MHz} = 2\text{ MHz}$$

Um amplificador sintonizado (um amplificador com um circuito de ressonância) é muitas vezes chamado de *amplificador de banda estreita* porque f_1 e f_2 são valores próximos. Por exemplo, se $f_1 = 450$ kHz e $f_2 = 460$ kHz, então

$$B = 460\text{ kHz} - 450\text{ kHz} = 10\text{ kHz}$$

Esse é um amplificador de banda estreita porque f_2 é apenas ligeiramente maior do que f_1.

Por outro lado, um amplificador não sintonizado é muitas vezes chamado de *amplificador de banda larga* porque f_2 é muito maior do que f_1. Por exemplo, se $f_1 = 200$ Hz e $f_2 = 10$ MHz, então

$$B = 10\text{ MHz} - 200\text{ Hz} = 10\text{ MHz}$$

Esse é um amplificador de banda larga porque f_2 é muito maior do que f_1.

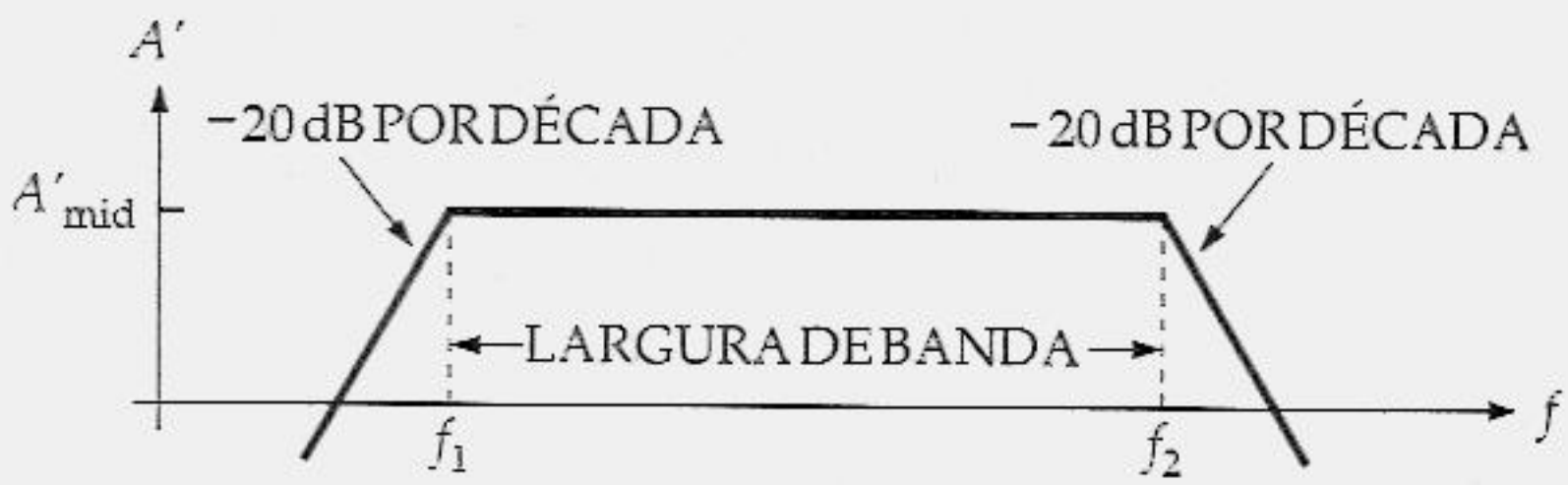


Figura 16.29 Resposta de freqüência do amplificador.

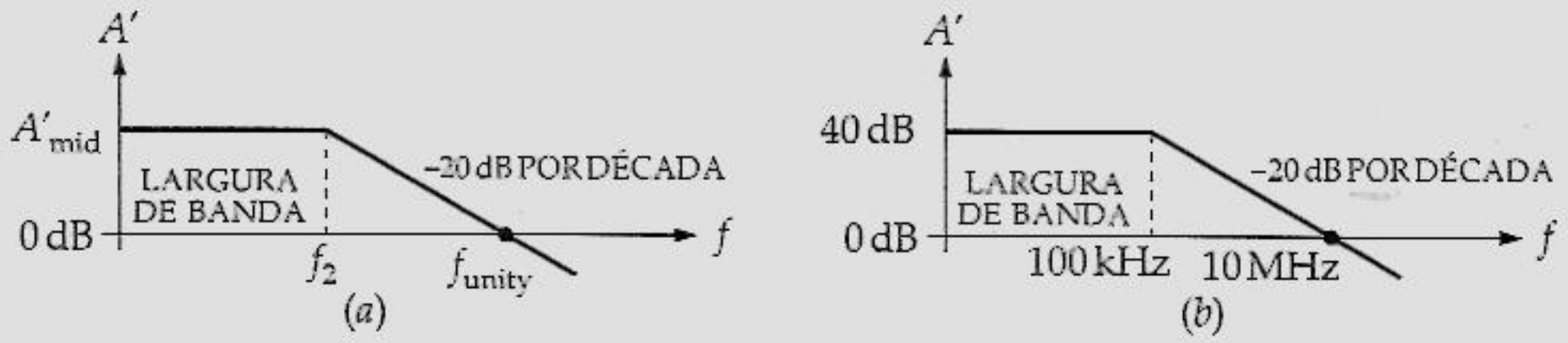


Figura 16.30 Resposta de freqüência do amplificador *cc*.

Amplificador *cc*

Como mencionado anteriormente, podemos projetar um amplificador sem capacitores de acoplamento e desvio. Um amplificador como esse é chamado de *amplificador cc* (ou *amp cc*). A Figura 16.30*a* mostra a curva de Bode ideal do ganho de tensão em decibel de um amplificador *cc*. Como você pode ver, o amplificador *cc* tem um ganho de tensão em decibel de A_{mid} (ganho médio) até a freqüência crítica f_2. Depois disso, o ganho de tensão em decibel cai 20 dB por década.

A curva de Bode da Figura 16.30*a* admite um circuito de desvio dominante. Por isso a inclinação é de – 20 dB por década. Se um outro circuito de desvio tem uma freqüência crítica próxima do primeiro, a curva de Bode mudaria de direção novamente e o ganho passaria para uma taxa de 40 dB por década.

Para evitar oscilações (discutidas mais adiante), o ganho de tensão de um amplificador *cc* típico é projetado para passar de uma taxa de 20 dB por década até que o gráfico cruze com o eixo horizontal em f_{unit} (Figura 16.30*a*). O subíndice *unity* significa o ganho de tensão simples igual a 1 nessa freqüência, que é equivalente a um ganho de tensão em decibel de 0 dB. Por exemplo, a Figura 16.30*b* mostra a curva de Bode de um amplificador *cc* cujo ganho de tensão em decibel cai 20 dB por década até que ele cruze o eixo horizontal em 10 MHz. Acima dessa freqüência outros circuitos de desvio indesejados alcançarão suas freqüências críticas, porém não estamos interessados nelas.

Como não há freqüência crítica inferior em um amplificador *cc*, a largura de banda é

$$B = f_2 \tag{16.60}$$

Na Figura 16.30*b*, a largura de banda é igual a 100 kHz.

Largura de Banda de Estágios em Cascata

A largura de banda total de estágios em cascata é menor do que a largura de banda de um estágio qualquer. Por exemplo, suponha que temos dois estágios com acoplamento *cc*, cada um com uma laguna de banda de 10 kHz. Então a resposta de cada estágio em 10 kHz é uma queda de 3 dB e a resposta total é uma queda de 6 dB. Isso implica que a largura de banda total é menor do que 10 kHz.

Por meio de matemática avançada, podemos provar que a largura de banda total de n estágios idênticos em cascata é dada por

$$B_n = B\sqrt{2^{1/n} - 1} \tag{16.61}$$

onde B_n = largura de banda total e B = largura de banda de um estágio. Por exemplo, se houver dois estágios idênticos, cada um com uma banda de 10 kHz, a largura de banda total será

$$B_2 = 10 \text{ kHz} \sqrt{2^{1/2} - 1} = 6{,}44 \text{ kHz}$$

Três estágios em cascata, cada um com uma largura de banda de 10 kHz, produzem uma largura de banda total de

$$B_3 = 10 \text{ kHz} \sqrt{2^{1/3} - 1} = 5{,}1 \text{ kHz}$$

Tente se lembrar disso porque muitas vezes você tem estágios em cascata: se os estágios não são idênticos, você ainda terá uma diminuição na largura de banda devido aos efeitos cumulativos dos estágios. Em outras palavras, a largura de banda total é sempre menor do que a menor largura de banda de qualquer estágio.

16.18 RELAÇÃO DO TEMPO DE SUBIDA E LARGURA DE BANDA

Testar um amplificador com uma forma de onda senoidal significa acionarmos um amplificador com uma entrada senoidal e medir a tensão de saída senoidal. Para encontrar a freqüência crítica superior, temos de variar a freqüência de entrada até que o ganho de tensão caia 3 dB a partir do valor do ganho na banda média. O teste com uma onda senoidal é uma aproximação comum. Mas há uma forma fácil e simples de testar um amplificador usando uma entrada quadrada em vez de uma entrada senoidal.

Tempo de Subida

Dado um circuito de desvio como o da Figura 16.31*a*, a teoria básica de circuitos nos informa o que acontece depois que a chave é fechada. Se o capacitor estiver descarregado no início, a tensão subirá exponencialmente para a tensão de alimentação V. O tempo de subida T_R é o tempo que a tensão no capacitor leva para ir de 0,1 V (o ponto de 10% de V) para 0,9 V (o ponto de 90% V). Se a forma de onda exponencial levar 10 μs para ir do ponto de 10% de V para o ponto de 90% de V, a forma de onda terá um tempo de subida de 10 μs.

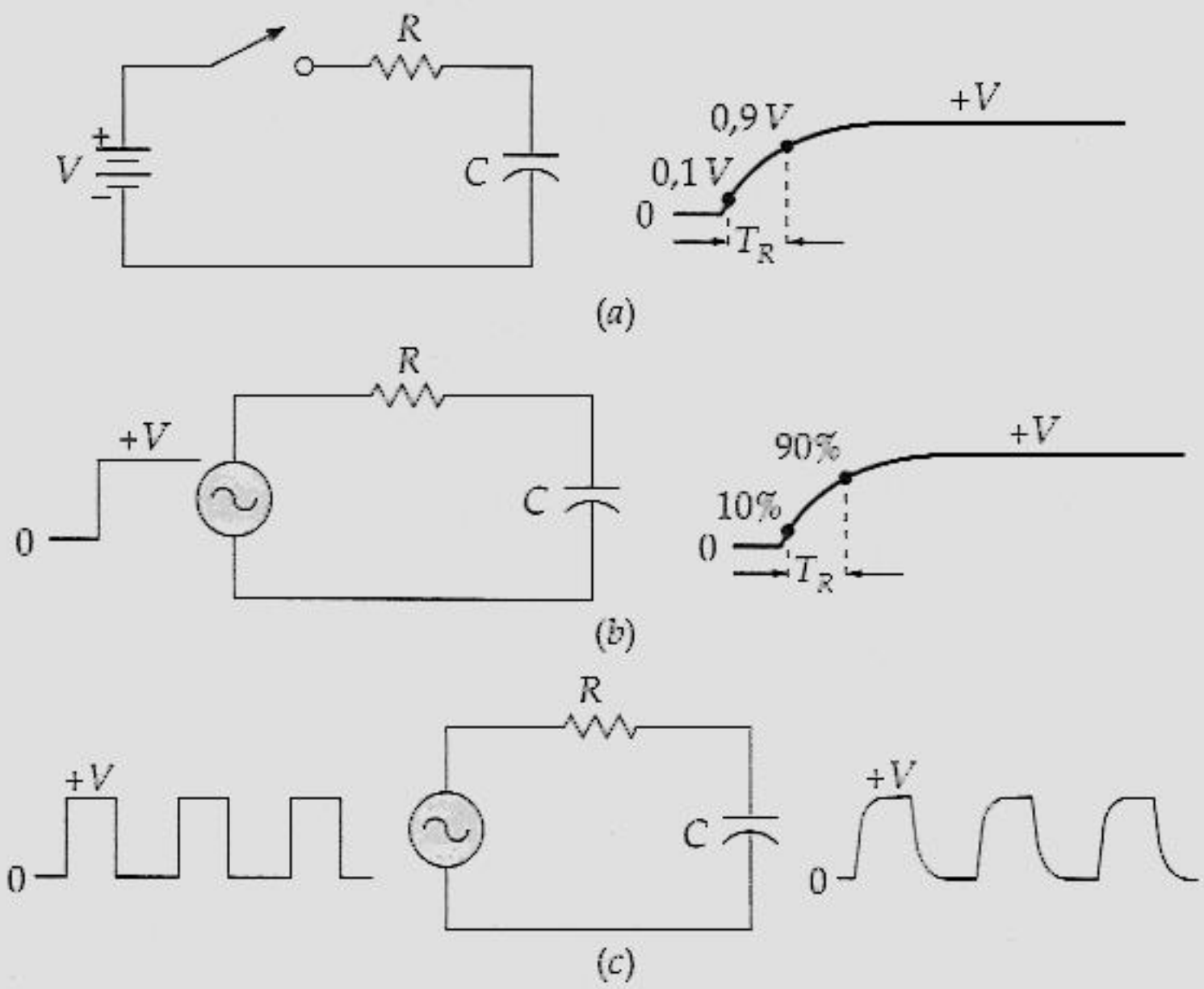


Figura 16.31 Tempo de subida.

Em vez de usarmos uma chave para fornecer o degrau abrupto de tensão, podemos usar um gerador de onda quadrada. Por exemplo, a Figura 16.31*b* mostra a borda anterior de uma onda quadrada acionando o mesmo circuito *RC* de antes. O tempo de subida ainda é o tempo que a tensão leva par ir do ponto de 10% de V ao ponto de 90% de V.

A Figura 16.31*c* mostra alguns ciclos na forma que serão vistos. A tensão de entrada varia rapidamente de um nível de tensão para outro. A tensão de saída leva mais tempo para fazer a transição. Ela não pode saltar rapidamente, pois o capacitor tem de se carregar e se descarregar através da resistência.

Relação entre T_R e RC

Nos cursos básicos é demonstrado que

$$v_C = V(1 - e^{-t/RC})$$

onde v_C = tensão no capacitor
V = variação total na tensão de entrada
t = tempo após a transição de entrada
RC = constante de tempo do circuito de desvio

No ponto de 10%, v_{out} = 0,1 V. No ponto de 90% v_{out} = 0,9 V. Substituindo essas tensões e resolvendo a equação para a diferença de tempo, obtemos o tempo de subida:

$$T_R = 2{,}2RC \tag{16.62}$$

onde T_R = tempo de subida da tensão no capacitor e RC = constante de tempo do circuito de desvio. Por exemplo, se R for igual a 10 kΩ e C for igual a 50 pF, então

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

e o tempo de subida da forma de onda de saída será igual a

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

Uma Relação Importante

Como foi mencionado antes, um amplificador *cc* tem tipicamente um circuito de desvio dominante que diminui o ganho de tensão a uma taxa de 20 dB por década até f_{unity} (freqüência unitária) ser atingida. A freqüência crítica desse circuito de desvio é dada por

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

Reorganizando,

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

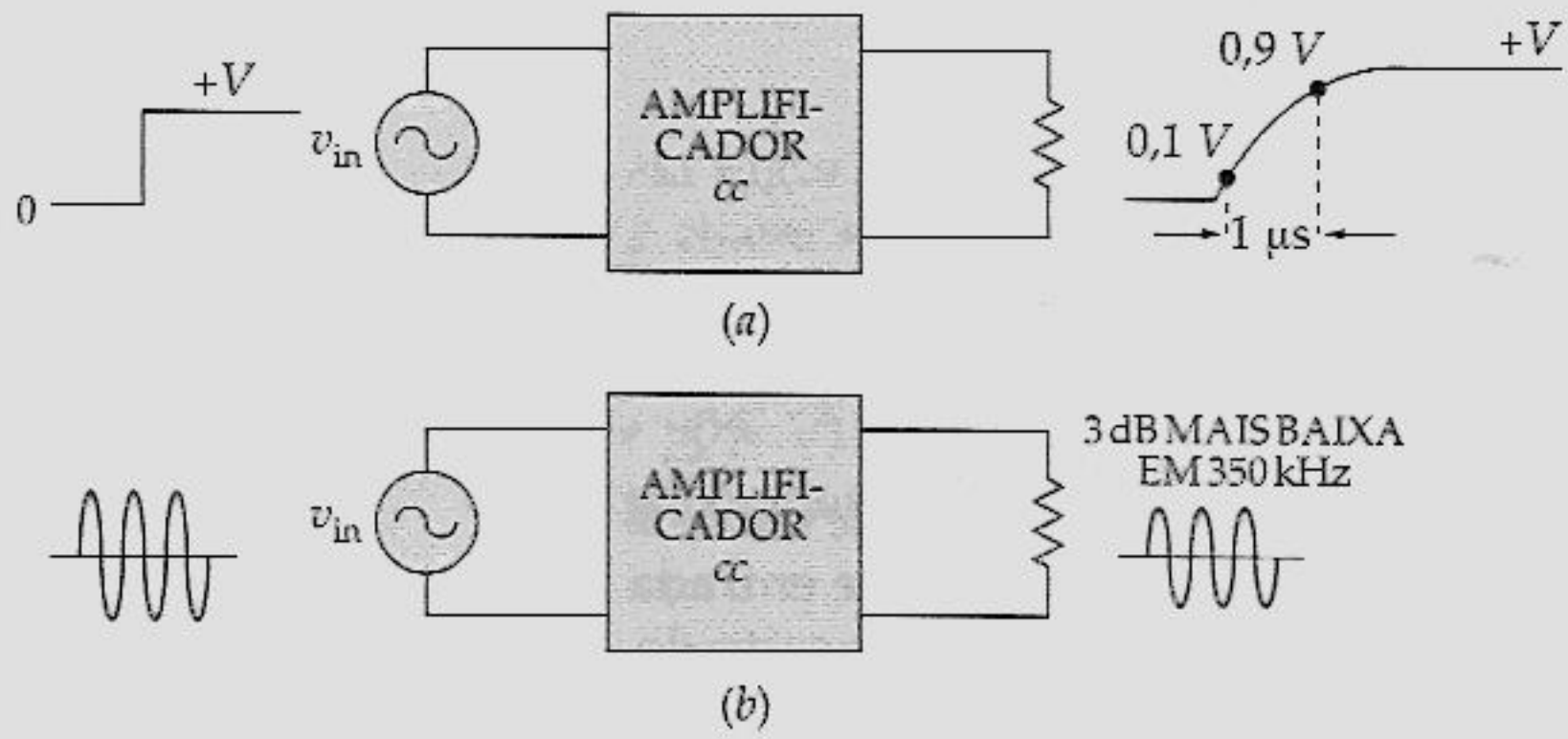


Figura 16.32 Relação entre o tempo de subida e a freqüência crítica.

Substituindo-se essa equação na Equação (16.62) e reorganizando, temos

$$f_2 = \frac{0{,}35}{T_R} \tag{16.63}$$

onde f_2 = freqüência crítica superior do amplificador e T_R = tempo de subida da tensão de saída do amplificador.

Esse resultado é importante porque relaciona a operação de um amplificador com as ondas senoidal e quadrada, o que significa que podemos testar um amplificador com uma onda senoidal ou uma onda quadrada. Por exemplo, a Figura 16.32*a* mostra a borda anterior de uma onda quadrada acionando um amplificador *cc*. Se medirmos um tempo de subida de 1 μs, podemos calcular uma freqüência crítica senoidal de

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

Alternativamente, podemos medir a freqüência crítica diretamente acionando o amplificador *cc* com uma onda senoidal, como mostra a Figura 16.32*b*. Se variarmos a freqüência até que a saída esteja 3 dB mais baixa, mediremos uma freqüência crítica de 350 kHz.

16.19 EFEITOS DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS

A capacitância parasita da fiação pode degradar seriamente a resposta de alta freqüência de um amplificador. Esse é o motivo pelo qual você tem de manter os terminais tão curtos quanto possível quando construir circuitos para operar acima de 100 kHz. Além

da capacitância parasita da fiação, outros efeitos podem degradar a resposta em alta freqüência.

Circuitos Equivalentes

Cada resistor tem uma pequena quantidade de indutância e de capacitância. Em baixas freqüências, o *L* e o *C* indesejados têm efeitos insignificantes. Porém, quando a freqüência aumenta, o resistor não funciona mais como uma resistência pura. A Figura 16.33*a* mostra o circuito equivalente de um resistor com a sua indutância e a sua capacitância. Em baixas freqüências, a reatância indutiva se aproxima de zero e a reatância capacitiva se aproxima do infinito. Em outras palavras, o indutor aparece curto-circuitado e o capacitor aparece aberto. Nesse caso, o resistor funciona como uma resistência pura.

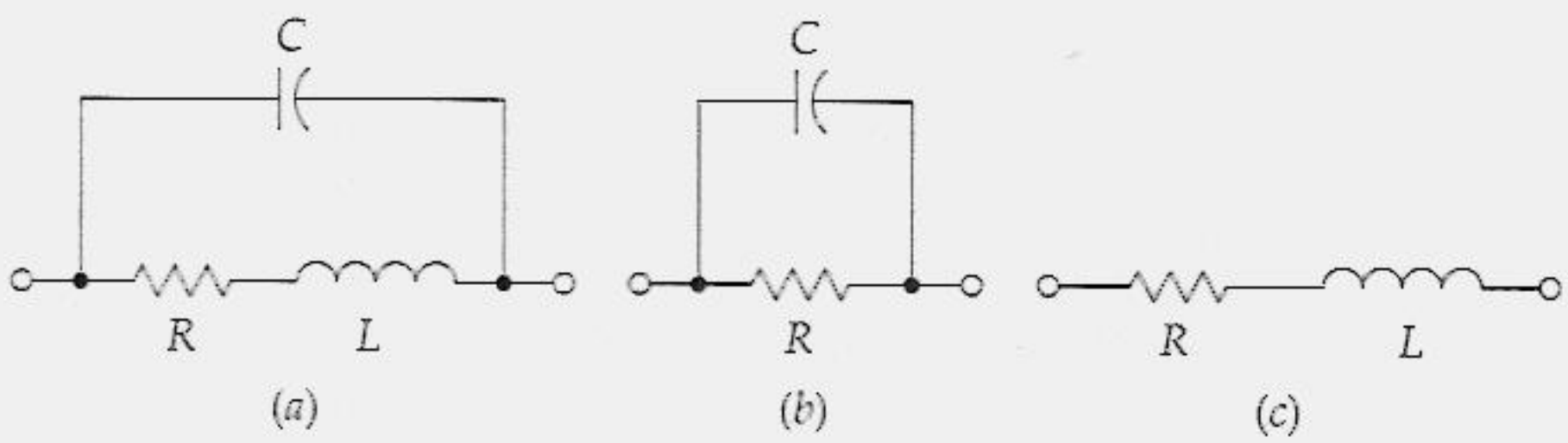


Figura 16.33 (*a*) Circuito equivalente de um resistor; (*b*) resistor com capacitância parasita; (*c*) resistor com indutância de terminal.

Referimo-nos à indutância como *indutância de terminal* porque ela é produzida pelos terminais do resistor. E nos referimos à capacitância como *capacitância parasita* porque ela é a capacitância parasita entre as extremidades do resistor. Para freqüências menores que 100 MHz, o efeito capacitivo, ou o indutivo, domina. Isso significa que um resistor tem um circuito equivalente ao da Figura 16.33*b* ou *c*.

Capacitância Parasita

A capacitância parasita de um resistor típico (1/8 a 2 W) está próxima de 1 pF, com o valor exato determinado pelo comprimento do terminal, pelo tamanho do corpo do resistor e por outros fatores. Na maioria das aplicações, você pode desconsiderar a capacitância parasita quando

$$\frac{X_C}{R} > 10$$

Por exemplo, se um resistor de 10 kΩ tem 1 pF de capacitância parasita, então em 1 MHz, X_C é igual a

$$X_C = \frac{1}{2\pi(1\ \text{MHz})(1\ \text{pF})} = 159\ \text{k}\Omega$$

A razão entre a reatância e a resistência é

$$\frac{X_C}{R} = \frac{159\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = 15{,}9$$

Isto é maior do que 10; portanto, podemos desconsiderar a capacitância parasita de um resistor de 10 kΩ operando a 1 MHz.

Indutância de Terminal

A indutância de terminal de um resistor típico é aproximadamente 0,0079 μH/cm. Você pode desconsiderar a indutância de terminal quando

$$\frac{R}{X_L} > 10$$

Por exemplo, suponha que os terminais de um resistor de 1 kΩ sejam cortados, restando 1,27 cm de cada lado. Então, o comprimento total dos terminais era de 2,54 cm, que equivale a aproximadamente 0,02 μH. A 300 MHz, a reatância será

$$X_L = 2\pi(300\ \text{MHz})(0{,}02\ \mu\text{H}) = 37{,}7\ \Omega$$

e a razão entre a resistência e a reatância será

$$\frac{R}{X_L} = \frac{1.000}{37{,}7} = 26{,}5$$

Portanto, mesmo a 300 MHz podemos desconsiderar a indutância de terminal de um resistor de 1 kΩ.

Um Gráfico Útil

Com o ajuste de $X_C/R = 10$ e $R/X_L = 10$, podemos plotar o gráfico da freqüência *versus* a resistência, como mostra a Figura 16.34. Esse gráfico fornece a linha divisória entre as aproximações resistiva, indutiva e capacitiva, para uma capacitância parasita de 1 pF e uma indutância de terminal de 0,02 μH.

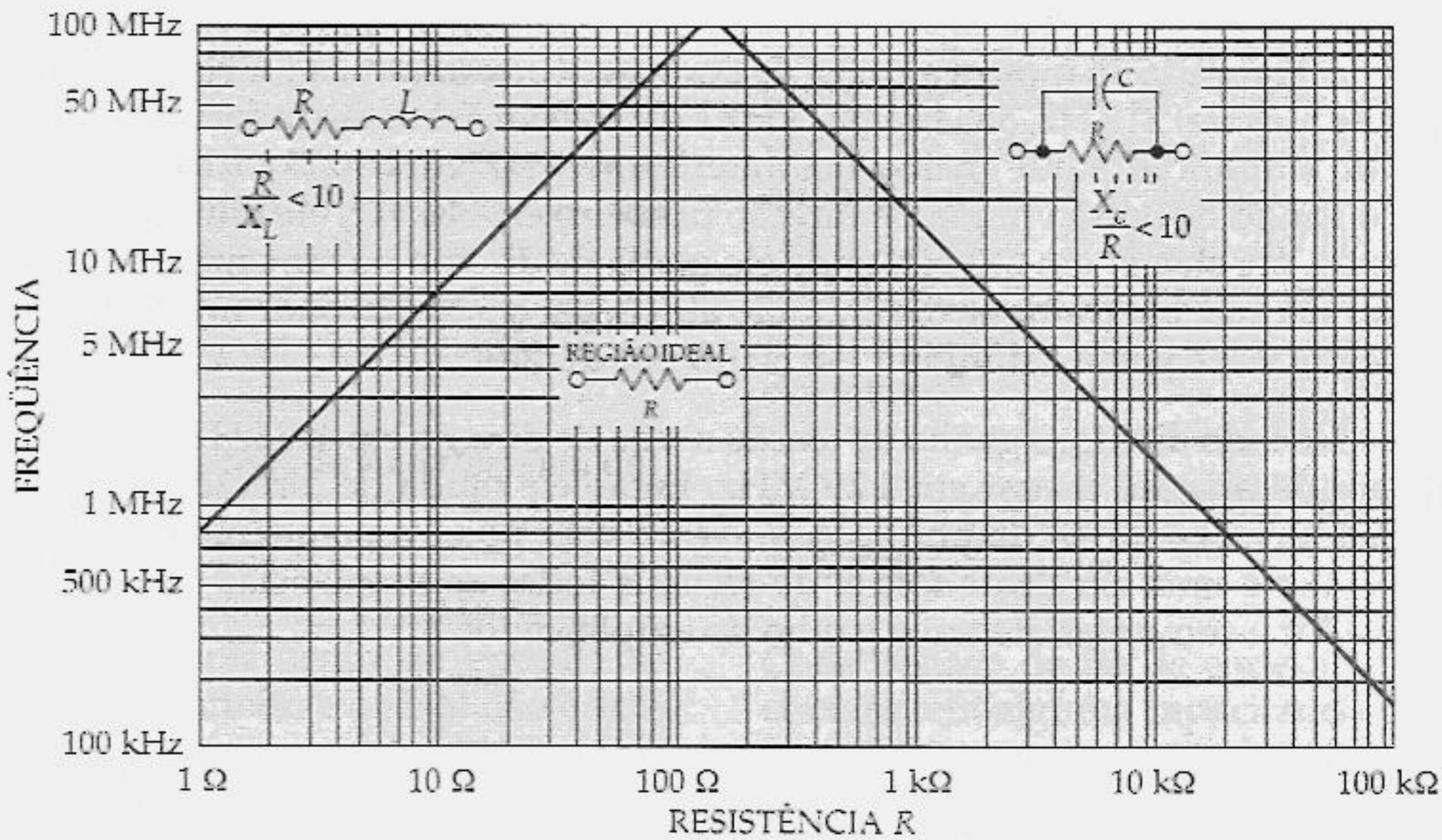


Figura 16.34 Guia para o ponto de operação aproximado de resistores.

Eis como utilizar o gráfico: para qualquer ponto abaixo das duas linhas, você pode considerar o resistor ideal; isto é, você pode desconsiderar sua capacitância e sua indutância. Porém, se o ponto se deslocar para cima das duas linhas, você precisa considerar a indutância de terminal ou a capacitância parasita. Por exemplo, um resistor de 10 kΩ operando a 1 MHz pode ser considerado ideal, pois o ponto está na região ideal da Figura 16.34. Porém, se esse resistor de 10 kΩ operar a 5 MHz, você tem de considerar a capacitância parasita nos cálculos de precisão. Do mesmo modo, um resistor de 10 Ω funciona de forma ideal até 16 MHz. Porém, acima dessa freqüência, a indutância de terminal se torna significativa.

Não se apóie demasiadamente na Figura 16.34; ela é apenas um guia para ajudá-lo a determinar quando considerar a capacitância parasita ou a indutância de terminal em seus cálculos. Se você está trabalhando com freqüências altas, em que uma análise precisa é necessária, você pode ter de medir a capacitância parasita e a indutância de terminal com uma ponte *RLC* de alta freqüência ou um medidor de *Q*.

16.20 ALGUMAS FREQÜÊNCIAS CRÍTICAS

As discussões anteriores desconsideraram as freqüências críticas que estavam além da banda média, na qual estavam as duas freqüências críticas dominantes. Se você se recorda, o amplificador de um estágio que analisamos tinha três freqüências críticas abaixo da banda média e duas acima da banda média. O que acontece se incluirmos as outras freqüências críticas na nossa análise?

A Figura 16.35 mostra a curva de Bode para um amplificador com freqüências críticas de 5,32 Hz, 212 Hz, 585 Hz, 402 kHz e 4,29 MHz. Essas são todas as freqüências críticas do amplificador que analisamos anteriormente (Figura 16.17). Abaixo da banda média, o ganho de tensão muda de direção primeiro em 585 Hz, ele diminui em 20 dB por década, até chegar em 212 Hz, onde ele muda de direção novamente e diminui em 40 dB por década. Ele continua diminuindo até chegar a 5,32 Hz, onde muda de direção pela terceira vez e passa a diminuir em 60 dB por década.

No lado direito, o ganho de tensão muda de direção em 402 kHz e diminui em 20 dB por década até chegar em 4,29 MHz. Então ele muda de direção novamente e diminui a uma taxa de 40 dB por década. Agora você pode ver o quanto é útil a curva de Bode. Ela é uma excelente forma de resumir todas as freqüências críticas de um amplificador e como elas afetam o ganho do amplificador.

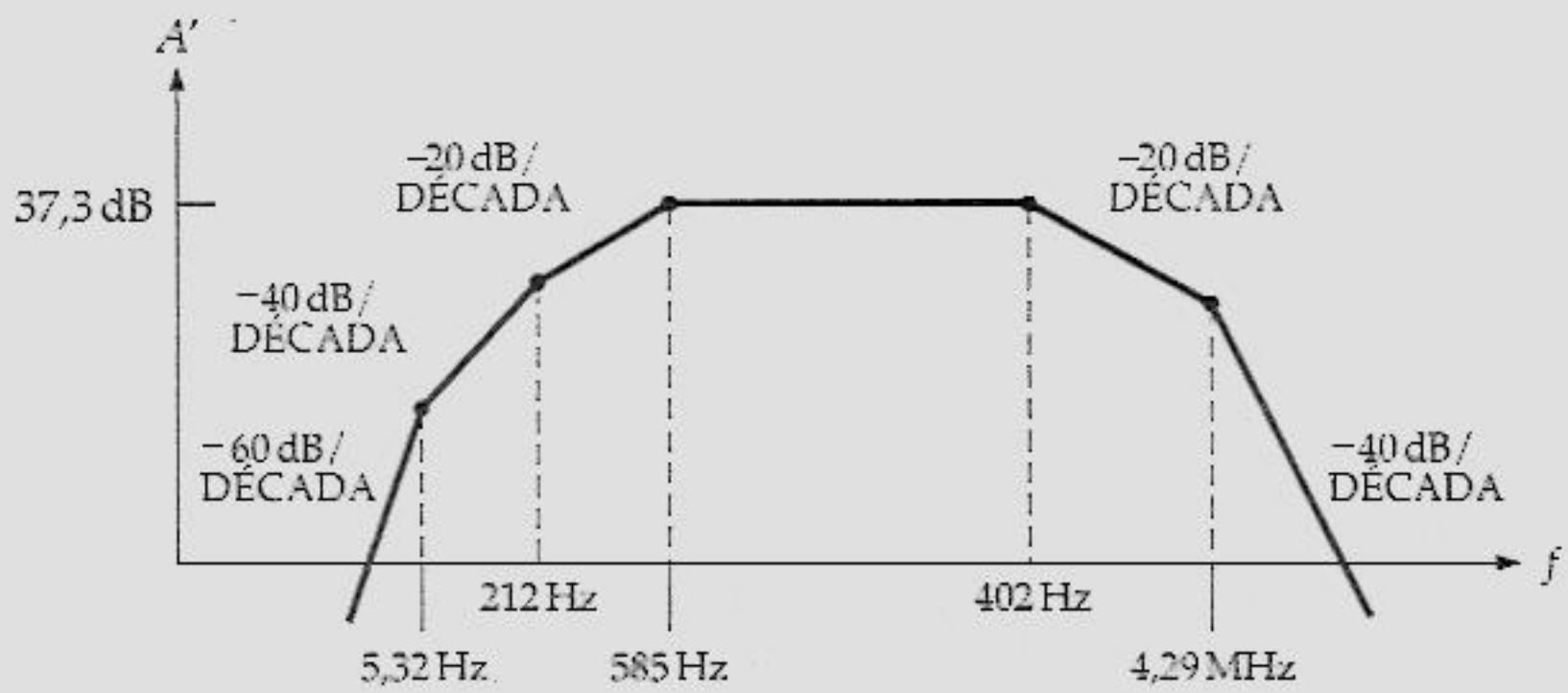


Figura 16.35 Curva de Bode de um amplificador com algumas freqüências críticas.

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 16.1 Resposta de Freqüência de um Amplificador

Um amplificador produz um ganho de tensão máximo na banda média de freqüências. Abaixo da banda média, o ganho de tensão diminui devido aos capacitores de acoplamento e de desvio. Acima da banda média, o ganho de tensão diminui devido às capacitâncias do transistor e às capacitâncias parasitas da fiação.

Seção 16.2 Capacitor de Acoplamento de Entrada

Em baixas freqüências, a reatância do capacitor de acoplamento de entrada se aproxima do infinito e o sinal não é acoplado adequadamente. Isto significa que uma menor tensão de entrada aparece através da entrada do amplificador. A resistência total do circuito de entrada e do capacitor de acoplamento determina a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada.

Seção 16.3 Capacitor de Acoplamento de Saída

Em baixas freqüências, a reatância do capacitor de acoplamento de saída se aproxima do infinito e o sinal não é acoplado adequadamente. Isto significa que uma menor tensão de saída aparece através do resistor de carga. A resistência total do circuito de saída e do capacitor de acoplamento determina a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída.

Seção 16.4 Capacitor de Desvio (*Bypass*) do Emissor

Em baixas freqüências, a reatância do capacitor de desvio do emissor se aproxima do infinito e o amplificador muda de um amplificador EC para um amplificador linearizado. Isto resulta em um ganho de tensão menor abaixo da freqüência crítica. A resistência total vista pelo capacitor de desvio do emissor e pela capacitância de desvio determina a freqüência crítica do circuito de desvio do emissor.

Seção 16.5 Circuito de Desvio (*Bypass*) do Coletor

Cada pedaço de fio de conexão em um circuito tem alguma capacitância para o terra. Essa capacitância indesejada é chamada de capacitância parasita da fiação. O transistor também tem uma capacitância de coletor interna, a do diodo coletor. A capacitância total no circuito do coletor é a soma de C'_c e C_{stray} (capacitância parasita). Essa capacitância forma um circuito de desvio indesejado com a resistência *ca* do coletor.

Seção 16.6 Teorema de Miller

Quando um capacitor é conectado entre a entrada e a saída de um amplificador, ele se torna um capacitor de realimentação. O teorema de Miller nos diz que esse capacitor de realimentação afeta a entrada e a saída de um amplificador, pois o capacitor de realimentação é equivalente a dois novos capacitores. A capacitância equivalente de entrada é aproxi-

madamente *A* vezes maior do que a capacitância de realimentação. A capacitância equivalente de saída é aproximadamente igual à capacitância de realimentação.

Seção 16.7 Análise de Amplificadores Bipolares em Alta Freqüência

Devido às capacitâncias do transistor e às capacitâncias parasitas da fiação, um estágio com transistor bipolar tem dois circuitos de desvio indesejados: um na base e outro no coletor. As freqüências críticas de cada um são determinadas por meio de uma equação básica, onde *R* é a resistência Thévenin vista pela capacitância total *C*. Quase sempre, uma das duas freqüências críticas surge como a freqüência crítica dominante. Nessa freqüência crítica dominante, a tensão de saída diminui para 0,707 do seu valor máximo.

Seção 16.8 Resposta de Freqüência Total

Geralmente um amplificador tem duas freqüências críticas dominantes: uma abaixo da banda média e outra acima dela. Em cada uma dessas freqüências, a tensão de saída é igual a 0,707 do seu valor máximo. A banda média é a faixa de freqüências entre $10f_1$ e $0{,}1f_2$. Entre a banda média e as freqüências dominantes, o ganho de tensão diminui gradualmente do seu valor máximo para $0{,}707V_{máx}$.

Seção 16.9 Decibéis

O ganho comum de potência é definido como a potência de saída dividida pela potência de entrada. O ganho de potência em decibel é definido como 10 vezes o logaritmo do ganho de potência comum. Cada vez que o ganho de potência comum aumenta (diminui) de um fator de 10, o ganho de potência em decibel aumenta (diminui) de 10 dB. Cada vez que o ganho de potência comum aumenta (diminui) de um fator de 2, o ganho de potência em decibel aumenta (diminui) de 3 dB.

Seção 16.10 Ganho de Tensão em Decibel

O ganho de tensão comum é definido como a tensão de saída dividida pela tensão de entrada. O ganho de tensão em decibel é definido como 20 vezes o logaritmo do ganho de tensão comum. Cada vez que o ganho de tensão comum aumenta (diminui) de um fator de 10, o ganho de tensão em decibel aumenta (diminui) de 20 dB. Cada vez que o ganho de tensão comum aumenta (diminui) de um fator de 2, o ganho de tensão em decibel aumenta (diminui) de 6 dB. O ganho de tensão total em decibel de estágios em cascata é igual à soma dos ganhos de tensão em decibel individuais.

Seção 16.11 Ganho de Tensão Fora da Banda Média

A curva de Bode mostra o ganho de tensão *versus* a freqüência, plotados em um papel semilogarítmico. O eixo vertical utiliza uma escala linear e o eixo horizontal, uma escala logarítmica. Devido às propriedades dos logaritmos, dos decibéis e do papel semilogarítmico, o ganho de tensão fora da banda média pode ser desenhado como uma linha reta. Admitindo duas freqüências críticas dominantes, o ganho de tensão diminui 20 dB por década acima da freqüência de corte.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 16.3 Freqüência Crítica

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

Essa equação é tão básica quanto a lei de Ohm, pois se aplica a todos os tipos de circuitos de alta e baixa freqüência. Depois que você encontrar os valores de R e C para um determinado circuito, você multiplica por 2π e inverte. O resultado é a freqüência crítica, que é a freqüência em que R é igual a X_C.

Equação 16.9 Impedância de Saída de um Amplificador EC

$$r_{th} = R_C$$

Essa é a impedância de saída ou Thévenin de um amplificador EC.

Equação 16.11 Impedância de Saída do Seguidor de Emissor

$$t_{\text{th}} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right)$$

Quando você observa um seguidor de emissor a partir da saída, você vê um resistor *cc* de emissor R_E em paralelo com a impedância que se vê do emissor quando se olha para trás. Essa impedância consiste de r'_e mais a impedância de base dividida pelo ganho de corrente *ca*.

Equação 16.14 Impedância de Saída de um Seguidor de Fonte

$$r_{\text{th}} = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

Quando se olha para o seguidor de fonte, a partir da carga, você Vê um resistor *cc* de fonte R_S em paralelo com a impedância vista a partir da fonte, quando se olha para trás. Essa impedância é igual ao inverso da g_m.

Equação 16.20 Capacitância Miller de Entrada

$$C_{\text{in}} = C(A + 1)$$

Essa equação é muito importante. Ela informa que a capacitância Miller de entrada é igual à capacitância vezes o ganho de tensão mais 1. Esse efeito é uma das maiores limitações da resposta em alta freqüência de um amplificador. Esse efeito também é a base de muitas invenções porque ele nos permite criar capacitâncias muito altas que não são possíveis por um outro meio qualquer.

Equação 16.22 Capacitância Total do Circuito de Base

$$C = C'_e + C'_c \left(\frac{r_c}{r'_e} + 1 \right)$$

Por causa do efeito Miller, o circuito de desvio indesejado na base tem uma capacitância muito maior do que teria sem o efeito Miller. Utilize essa capacitância total no cálculo da freqüência crítica do circuito de desvio da base.

Equação 16.25 Capacitância Total do Circuito do Coletor

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

Utilize essa capacitância total para calcular a freqüência crítica do circuito de desvio indesejado do coletor.

Equação 16.36 Ganho de Tensão em Decibel

$$A' = 20 \log A$$

Essa é a fórmula de definição para o ganho de tensão em decibel. Você não pode obtê-la a partir de outras equações porque ela é o ponto de partida. Ela informa a fim de que você tire o logaritmo do ganho de tensão comum e multiplique-o por 20 para obter o ganho de tensão em decibel.

Equação 16.38 Ganho de Tensão em Decibel para Estágios em Cascata

$$A' = A'_1 + A'_2$$

O ganho de tensão total em decibel de um amplificador de dois estágios é igual à soma dos ganhos de tensão em decibel individuais.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. A resposta de freqüência é um gráfico do ganho de tensão *versus* a(o)
   a) Freqüência
   b) Banda média
   c) Tensão de entrada
   d) Ganho de tensão

2. A faixa de freqüências de áudio é de
   a) 20 Hz a 2 kHz
   b) 2 Hz a 20 kHz
   c) 20 Hz a 20 kHz
   d) 200 Hz a 200 kHz

3. Em baixas freqüências, o capacitor de acoplamento de entrada produz uma diminuição na(o)
   a) Resistência de entrada
   b) Tensão de entrada
   c) Ganho de tensão na banda média
   d) Gerador de tensão

4. Quanto maior a capacitância de acoplamento de entrada,
   a) Maior a tensão de saída
   b) Menor a freqüência crítica
   c) Maior a resistência de entrada
   d) Menor a tensão de entrada

5. Se a resistência do gerador dobrar de valor, a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada
   a) Cairá para a metade
   b) Dobrará
   c) Continuará a mesma
   d) Diminuirá

6. Em baixas freqüências, o capacitor de acoplamento de saída produz uma diminuição na(o)
   a) Resistência de saída
   b) Tensão de saída
   c) Ganho de tensão na banda média
   d) Tensão do gerador

7. Quanto maior a capacitância de acoplamento de saída,
   a) Maior a tensão de saída
   b) Menor a freqüência crítica
   c) Maior a resistência de saída
   d) Menor a tensão de saída

8. Se a resistência do coletor dobrar de valor, a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída
   a) Cairá para a metade
   b) Dobrará
   c) Continuará a mesma
   d) Diminuirá

9. Em baixas freqüências, o capacitor de desvio do emissor
   a) Reduz a tensão de entrada
   b) Aumenta o ganho de tensão
   c) Aumenta a freqüência crítica
   d) Não é mais um curto-circuito *ca*

10. Na banda média do amplificador, o capacitor de desvio do emissor
   a) Reduz a tensão de entrada
   b) Diminui o ganho de tensão
   c) Aumenta a freqüência crítica
   d) É um curto-circuito *ca*

11. Quanto maior a capacitância parasita da fiação,
   a) Menor a freqüência crítica do circuito do coletor
   b) Maior a freqüência crítica do circuito da base
   c) Menor a resistência de entrada
   d) Maior a impedância de saída

12. Quando um amplificador inversor tem um capacitor de realimentação C, a capacitância Miller de entrada é aproximadamente igual a
   a) C *c*) $1/(2\pi RC)$
   b) AC *d*) $C/(A + 1)$

13. Em altas freqüências, um estágio com transistor bipolar tem
   a) Duas redes de avanço indesejadas
   b) Dois circuitos de desvio indesejados
   c) Dois circuitos de acoplamento indesejados
   d) Duas capacitâncias indesejadas

14. A capacitância do emissor C'_e é
   a) Fornecida nas folhas de dados
   b) Inversamente proporcional a f_T
   c) Medida em ohms
   d) Responsável exclusivamente pela freqüência crítica

15. A resistência de espalhamento da base r'_b é
   a) De valor fixo
   b) Inversamente proporcional a f_T
   c) Tipicamente maior
   d) Dependente de β

16. Se o ganho de potência dobrar de valor, o ganho de potência em decibel aumentará de
   a) Um fator de 2 *c*) 6 dB
   b) 3 dB *d*) 10 dB

17. Se o ganho de tensão dobrar de valor, o ganho de tensão em decibel aumentará de
   a) Um fator de 2 *c*) 6 dB
   b) 3 dB *d*) 10 dB

18. Se o ganho de tensão for 10, o ganho de tensão em decibel será de
   a) 6 dB *c*) 40 dB
   b) 20 dB *d*) 60 dB

19. Se o ganho de tensão for 100, o ganho de tensão em decibel será de
   a) 6 dB *c*) 40 dB
   b) 20 dB *d*) 60 dB

20. Se o ganho de tensão for 2.000, o ganho de tensão em decibel será de
   a) 40 dB *c*) 66 dB
   b) 46 dB *d*) 86 dB

21. Dois estágios possuem ganhos de tensão de 20 dB e 40 dB. O ganho de tensão comum total é de
   a) 1 *c*) 100
   b) 10 *d*) 1.000

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

23. Uma freqüência é 8 vezes uma outra freqüência. De quantas oitavas as duas freqüências estão separadas?
a) 1 *c*) 3
b) 2 *d*) 4

24. A freqüência f = 1 MHz e a freqüência f_2 = 10 Hz. A razão f/f_2 representa quantas décadas de freqüências?
a) 2 *c*) 4
b) 3 *d*) 5

25. O papel semilogarítmico é um papel em 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

26. Freqüência de curva é o mesmo que
a) Freqüência de corte
b) Freqüência crítica
c) Freqüência de ruptura
d) Todas as alternativas acima

27. Se você deseja melhorar a resposta de alta freqüência de um amplificador, qual dessas opções você tentaria?
a) Diminuir as capacitâncias de acoplamento
b) Aumentar a capacitância de desvio do emissor
c) Reduzir o comprimento dos terminais o quanto possível
d) Aumentar a resistência do gerador

28. Se você diminuir a resistência do coletor, a freqüência crítica do circuito de derivação do coletor
a) Diminuirá *c*) Continuará a mesma
b) Aumentará *d*) Não poderá ser determinada

29. O ganho de tensão de um amplificador diminui 20 dB por década acima de 30 kHz. Se o ganho de tensão na banda média for de 86 dB, qual será o ganho de tensão em decibel a 3 MHz?
a) 26 dB *c*) 66 dB
b) 46 dB *d*) 86 dB

30. O ganho de tensão de um amplificador diminui 20 dB por década acima de 20 kHz. Se o ganho de tensão na banda média for de 86 dB, qual o ganho de tensão comum a 20 MHz?
a) 20 *c*) 2.000
b) 200 *d*) 20.000

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 16.1 Resposta de Freqüência de um Amplificador

16.1 Um amplificador possui essas duas freqüências críticas: f_1 = 250 Hz e f_2 = 5 MHz. Qual é a banda média do amplificador?

16.2 As duas freqüências críticas de um amplificador são f_1 = 127 Hz e f_2 = 2,45 MHz. Qual a banda média do amplificador? Se a tensão de saída for 224 mV na banda média, qual será a tensão de saída em cada freqüência crítica?

Seção 16.2 Capacitor de Acoplamento de Entrada

16.3 Se β = 100 na Figura 16.36, qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada?

16.4 Qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada na Figura 16.36 se β = 300? E se β = 50?

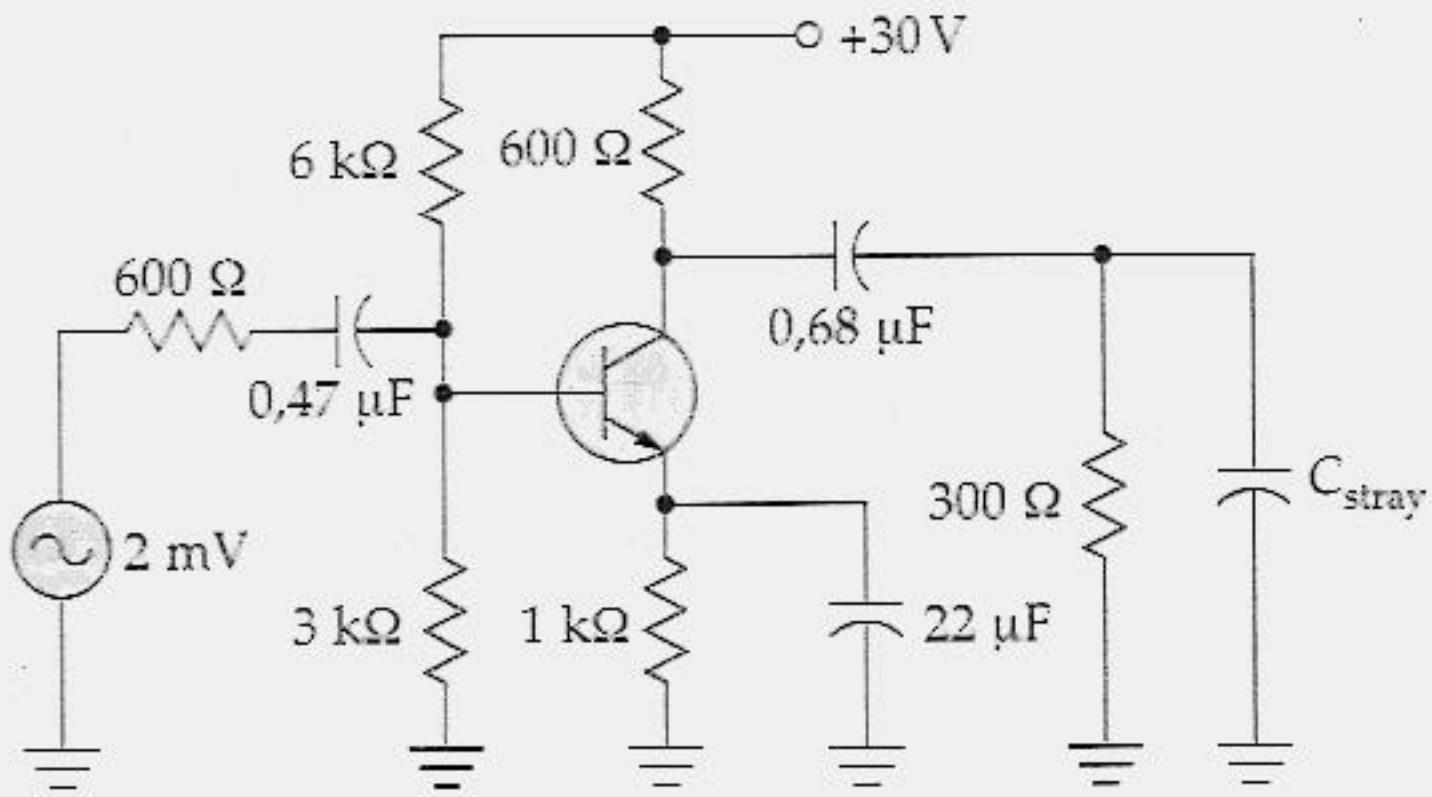


Figura 16.36

16.5 Se β = 100 na Figura 16.37, qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada?

16.6 Qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de entrada na Figura 16.37 se β = 300? E se β = 50?

Seção 16.3 Capacitor de Acoplamento de Saída

16.7 Qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída na Figura 16.36?

16.8 Calcule a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída para β = 100 na Figura 16.37?

16.9 Repita o Problema 16.8 para β = 50 e β = 300.

Seção 16.4 Capacitor de Desvio *(Bypass)* do Emissor

16.10 Se β = 100 na Figura 16.36, qual a freqüência crítica do circuito de desvio do emissor?

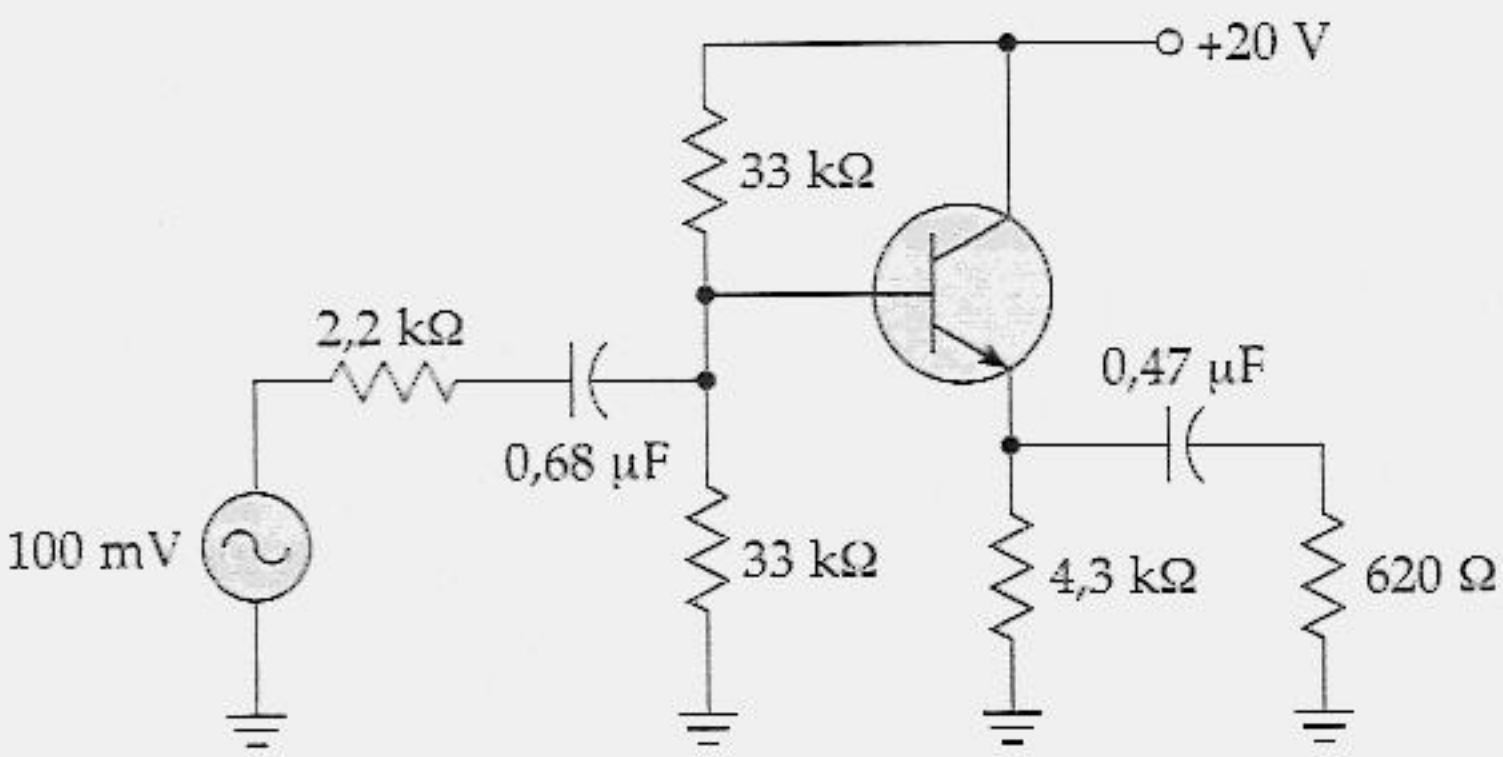


Figura 16.37

16.11 Repita o problema 16.10 para $\beta = 50$ e $\beta = 300$.

16.12 Se $\beta = 150$ na Figura 16.36, quais são as freqüências críticas? Qual a menor freqüência da banda média do amplificador?

16.13 Na Figura 16.37, todos os capacitores são aumentados de um fator de 10. Qual a menor freqüência da banda média do amplificador para $\beta = 200$?

Seção 16.5 Circuito de Desvio *(Bypass)* do Coletor

16.14 O transistor da Figura 16.36 tem $C'_c = 6$ pF. Qual a freqüência crítica do circuito de desvio do coletor se $C_{stray} = 15$ pF?

16.15 Se $C'_C = 3$ pF e $C_{stray} = 7$ pF na Figura 16.36, qual a freqüência crítica do circuito de desvio do coletor?

16.16 Na Figura 16.36, $C'_c = 4$ pF e $C_{stray} = 10$ pF. Qual a freqüência crítica do circuito de desvio do coletor? O que aconteceria com a freqüência crítica se todas as resistências fossem aumentadas de um fator de 10? E se todas as resistências fossem diminuídas de um fator de 10?

Seção 16.6 Teorema de Miller

16.17 Na Figura 16.38, $A = 200$ e $C = 5$ pF. Qual a capacitância Miller de entrada e de saída do amplificador?

16.18 Se $A = 10.000$ e $C = 100$ pF na Figura 16.38, qual a capacitância Miller de entrada e de saída do amplificador?

16.19 A capacitância Miller de entrada da Figura 16.38 gera um circuito de desvio na entrada. Se $A = 300$ e $C = 10$ pF, qual seria a freqüência crítica desse circuito de desvio?

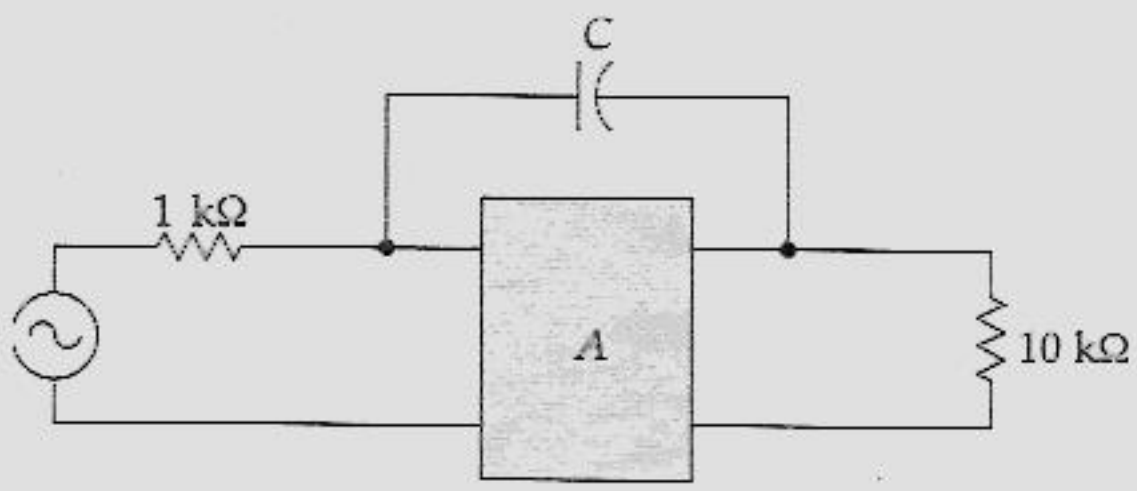


Figura 16.38

Seção 16.7 Análise de Amplificadores Bipolares em Alta Freqüência

16.20 As folhas de dados de um transistor fornecem $f_T = 500$ MHz, $r'_b C'_c = 25$ ps para $I_E = 1$ mA e $C'_c = 1$ pF. Qual o valor de C'_e para $I_E = 1$ mA? Qual é o valor de r'_b para $I_E = 1$ mA?

16.21 Um transistor possui $f_T = 250$ MHz. Qual o valor de C'_e para $I_E = 10$ mA?

16.22 Na Figura 16.36, $f_T = 500$ MHz, $r'_b = 100$ Ω, $\beta = 200$, $C'_c = 5$ pF e $C_{stray} = 15$ pF. Quais as duas freqüências críticas acima da banda média?

16.23 Na Figura 16.36, $f_T = 750$ MHz, $r'_b C'_c = 240$ ps, $\beta = 100$, $C'_c = 4$ pF e $C_{stray} = 10$ pF. Qual a freqüência crítica dominante acima da banda média?

Seção 16.8 Resposta de Freqüência Total

16.24 Um amplificador de áudio tem f_1 = 12 Hz e f_2 = 15 kHz. Admita uma freqüência crítica dominante acima da banda média e outra abaixo. Qual o ganho de tensão quando f = 20 Hz e quando f = 20 kHz?

16.25 Um amplificador possui uma freqüência crítica superior f_2 = 100 kHz. Admita que não existam outros circuitos de desvio. Se o amplificador tiver um ganho de tensão de 100 na banda média, qual seria o ganho de tensão a 200 kHz, 400 kHz, 1 MHz e 10 MHz?

Seção 16.9 Decibéis

16.26 Qual o ganho de potência em decibel de um amplificador se ele tem um ganho de potência comum de 438?

16.27 Um amplificador possui uma potência de entrada de 2 mW e uma potência de saída de 345 mW. Qual o ganho de potência em decibel?

16.28 Um amplificador possui um ganho de potência em decibel de 32 dB. Qual é o seu ganho de potência comum?

Seção 16.10 Ganho de Tensão em Decibel

16.29 Qual o ganho de tensão em decibel de um amplificador se ele possui um ganho de tensão comum de 100.000?

16.30 Um amplificador de dois estágios tem os seguintes ganhos para os estágios: A_1 = 25,8 e A_2 = 117. Qual o ganho de tensão em decibel de cada estágio? Qual o ganho de tensão em decibel total?

16.31 Um amplificador de três estágios tem os seguintes ganhos para os estágios: 20, 32 e 46 dB. Qual o ganho de tensão em decibel total e o ganho de tensão comum total?

Seção 16.11 Ganho de Tensão Fora da Banda Média

16.32 Um amplificador tem duas freqüências críticas dominantes: f_1 = 20 Hz e f_2 = 20 kHz. Descreva o gráfico ideal em decibel da resposta de freqüência.

16.33 As duas freqüências críticas dominantes de um amplificador são f_1 = 50 Hz e f_2 = 100 kHz. Faça um esboço do gráfico ideal em decibel da resposta de freqüência.

16.34 Um amplificador possui as freqüências críticas dominantes f_1 = 125 Hz e f_2 = 450 kHz. Faça o gráfico ideal em decibel da resposta de freqüência utilizando papel semilogarítmico.

PROBLEMAS PARA ANÁLISE DE DEFEITOS

16.35 Alguém utiliza um capacitor de 0,1 μF em vez de 10 μF quando constrói um amplificador. Que efeito terá na resposta de freqüência do amplificador?

16.36 Um osciloscópio possui uma capacitância de entrada de 10 pF. Que efeito esse capacitor tem na resposta de freqüência de um amplificador se você utilizar o osciloscópio para observar o sinal de saída?

16.37 Alguém constrói um amplificador com os componentes dos terminais longos. Que efeito isso tem na resposta de freqüência do amplificador?

PROBLEMAS AVANÇADOS

16.38 Qual a freqüência crítica do circuito de acoplamento de saída na Figura 16.39?

16.39 O FET da Figura 16.39 tem essas capacitâncias: C_{gs} = 6 pF, C_{gd} = 4 pF e C_{ds} = 1 pF. Calcule as freqüências críticas dos circuitos da porta e do dreno.

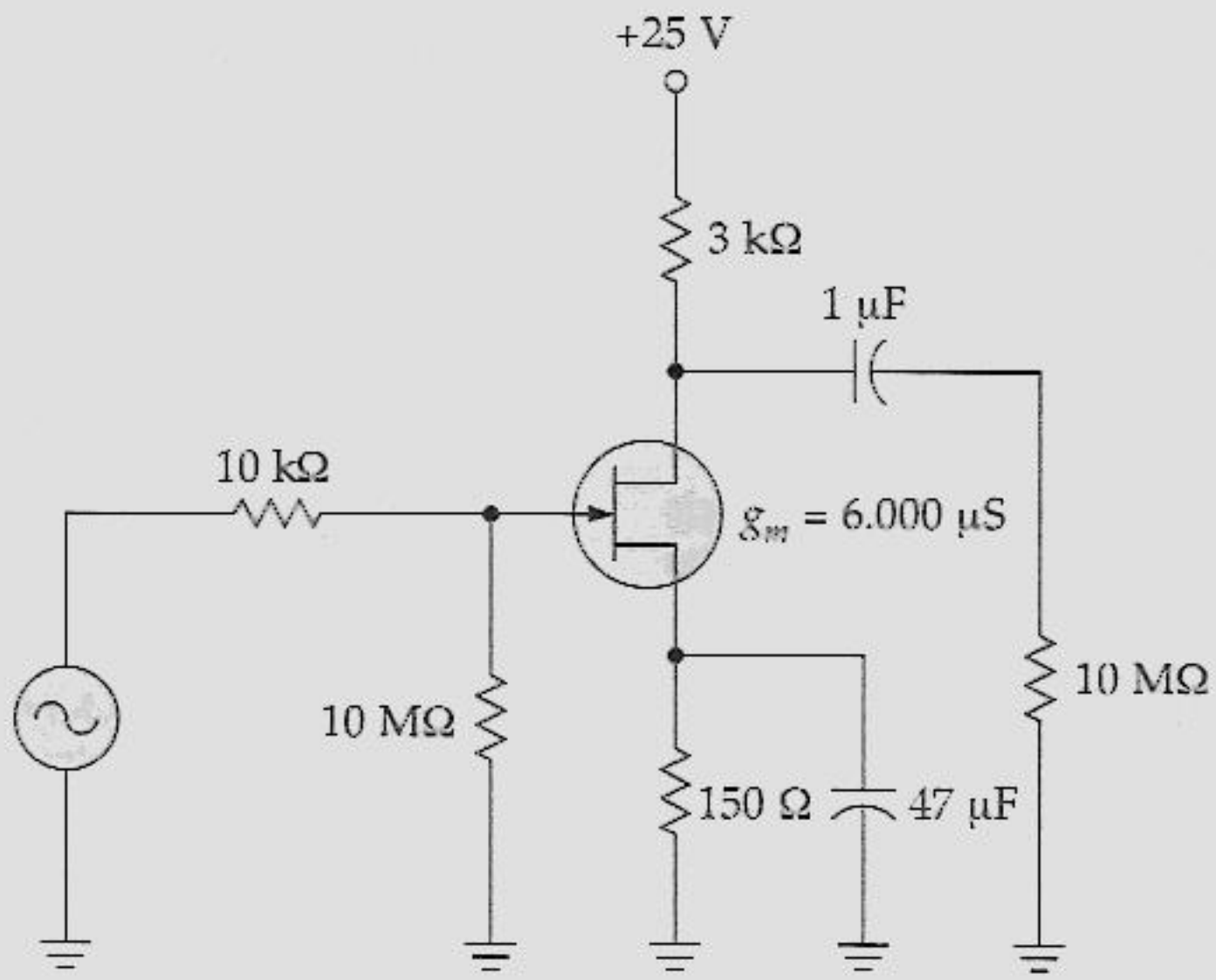


Figura 16.39

16.40 Quais são as freqüências críticas dos circuitos de acoplamento na Figura 16.40?

16.41 Quanto de potência representa 54 dBm?

16.42 Na Figura 16.41*a*, qual o ganho de tensão em decibel na banda média? Qual a largura da banda? Qual o ganho de tensão em decibel quando f = 10 kHz?

16.43 Na Figura 16.41*b*, o ganho de tensão se muda de inclinação uma segunda vez e diminui a uma taxa de – 40 dB por década acima de 10 kHz. Qual o ganho de tensão em decibel a 100 kHz? E a 1 MHz?

16.44 O amplificador da Figura 16.42*a* possui um ganho de tensão na banda média de 100. Se V_{in} for igual a 20 mV, qual seria a tensão de saída no ponto de 90%? Qual a freqüência de corte superior do amplificador?

16.45 O degrau negativo de tensão na entrada produz uma tensão de saída positiva no circuito equivalente *ca* da Figura 16.42*b*. Qual o tempo de subida que a forma de onda de saída tem?

16.46 Um amplificador *cc* tem um ganho de tensão em decibel de 60 dB e uma freqüência de corte de 10 kHz. Se uma onda quadrada acionar o amplificador, qual será o tempo de subida da saída?

16.47 Você dispõe de folhas de dados para dois amplificadores *cc* diferentes. O primeiro apresenta uma freqüência de corte de 1 MHz. O segundo tem um tempo de subida de 1 μs. Que amplificador tem maior largura de banda?

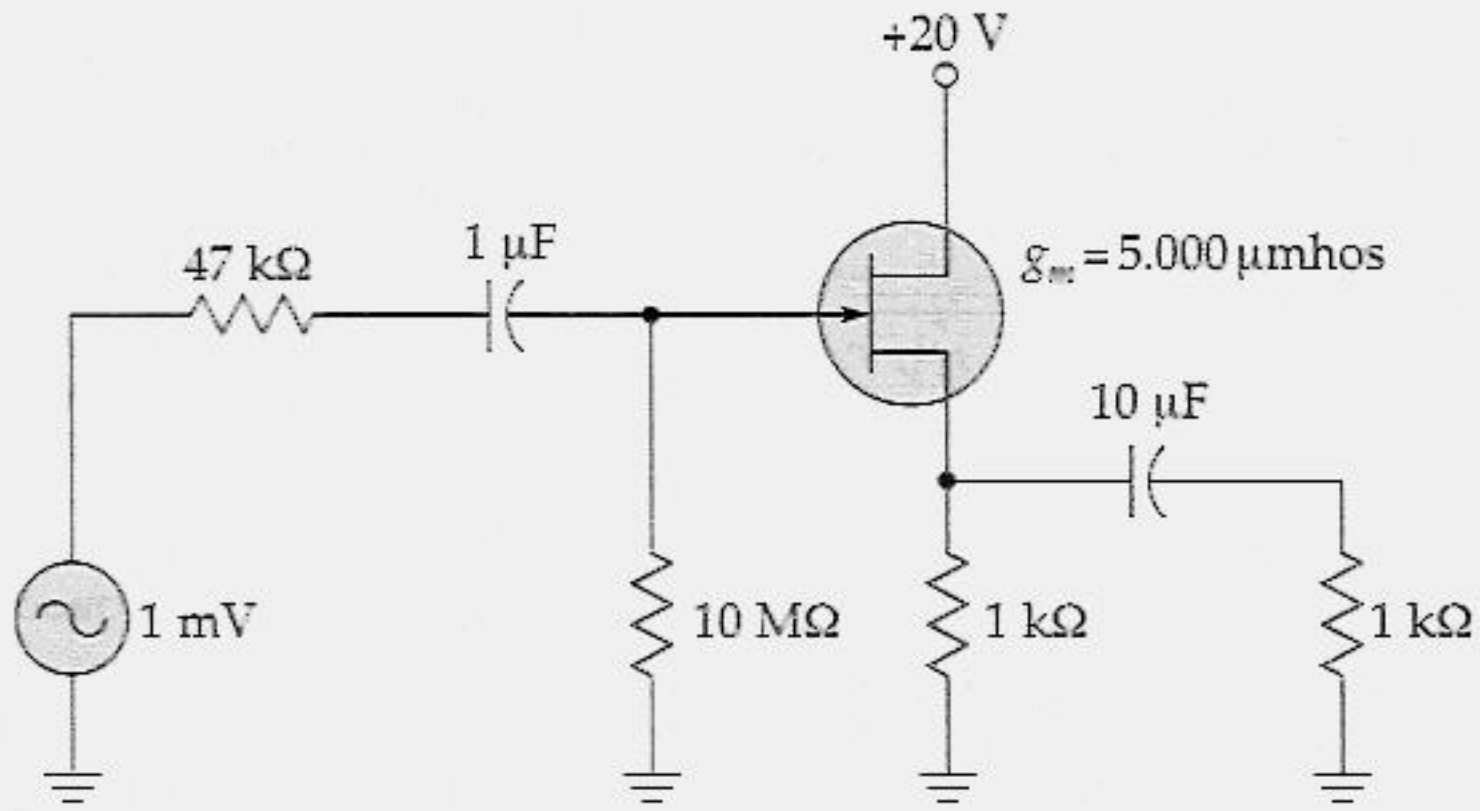


Figura 16.40

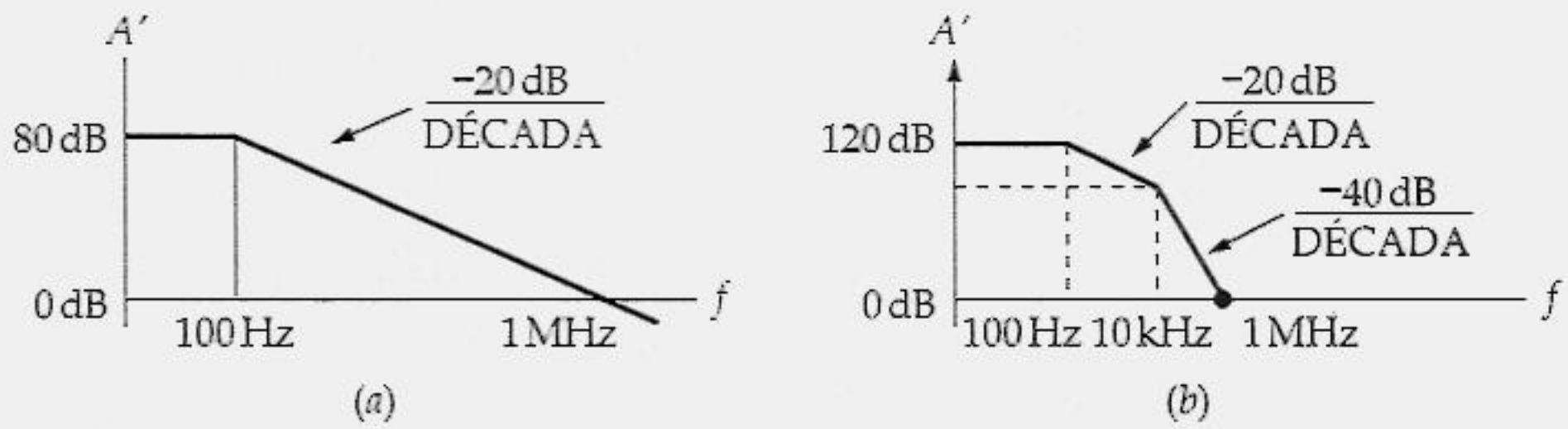


Figura 16.41

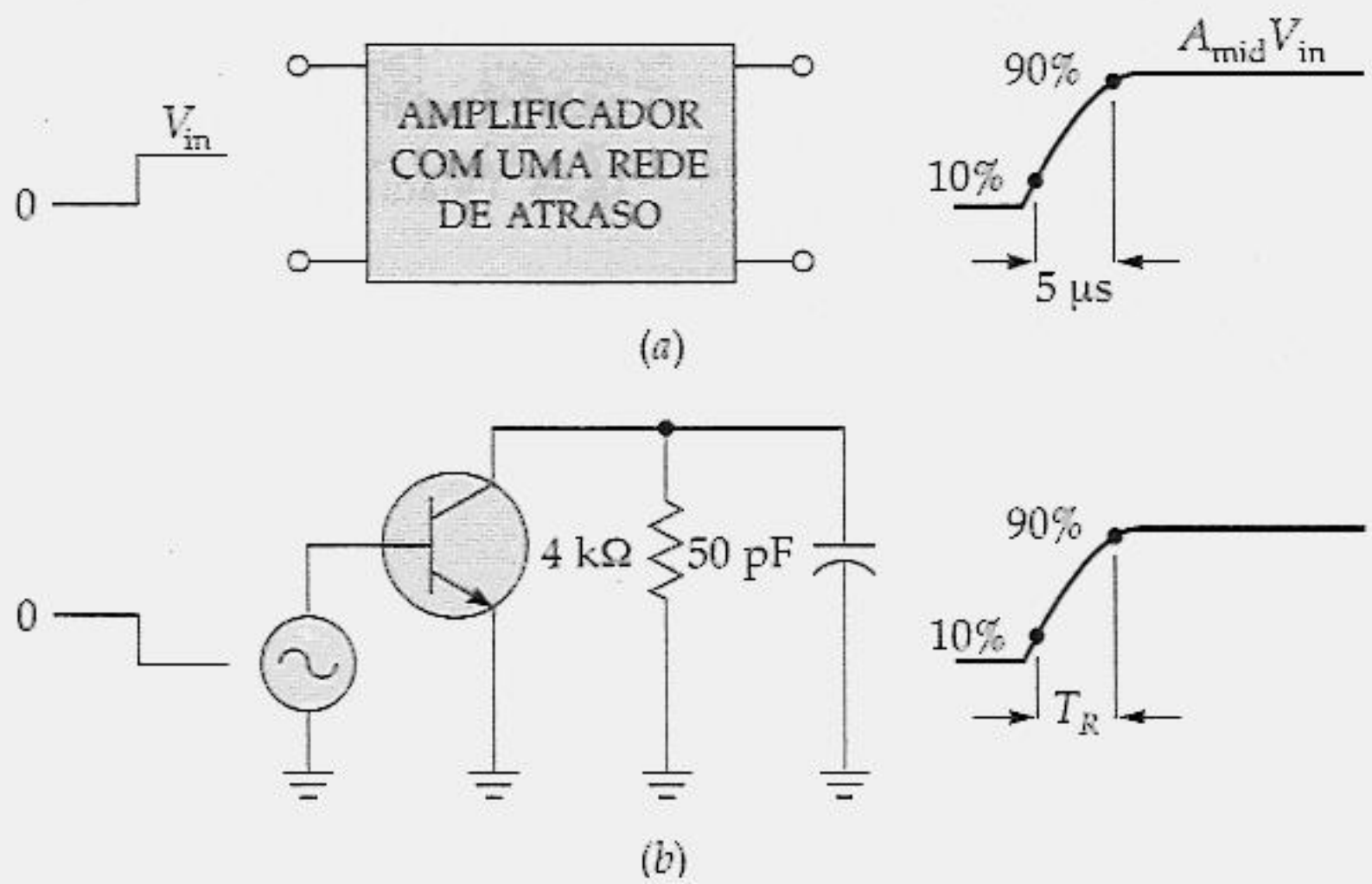


Figura 16.42

16.48 Para um amplificador com três freqüências críticas abaixo da banda média e duas acima dela, o ganho de tensão é dado por

$$A = \frac{A_{mid}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}\,\sqrt{1 + (f_2/f)^2}\,\sqrt{1 + (f_3/f)^2}\,\sqrt{1 + (f/f_4)^2}\,\sqrt{1 + (f/f_5)^2}}$$

onde f_1, f_2 e f_3 são as freqüências críticas baixas e f_4 e f_5 são as freqüências críticas altas. Um amplificador tem freqüências críticas de 5,32 Hz, 212 Hz, 585 Hz, 402 kHz e 4,29 MHz. Qual o ganho de tensão em 10 Hz, 300 Hz, 600 Hz, 300 kHz, 1 MHz e 5 MHz?

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO DE ANÁLISE VARIACIONAL"

Utilize a Figura 16.43 para os problemas restantes. Admita aumentos de aproximadamente 10% na variável independente. Uma resposta deve ser um N (não varia) se a variação na variável independente for tão pequena que você teria dificuldade de medi-la. Para esse exercício, v_{in}, v_{out} e A são medidos na banda média do amplificador. Além disso, uma variação em C_1, C_2 ou C_E afetará a freqüência crítica inferior do amplificador. Do mesmo modo, uma variação em C_L afetará a freqüência crítica superior f_2 do amplificador.

16.49 Tente projetar a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "C_1". Verifique suas respostas. Em seguida responda à questão seguinte de forma tão simples e direta quanto possível. Qual o efeito que um aumento em C_1 tem sobre a variável dependente do circuito?

16.50 Projete a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "C_2". Verifique suas respostas. Em seguida sintetize o que você encontrou em uma ou duas sentenças.

Para cada um dos problemas a seguir projete a resposta de cada variável dependente no quadro com uma denominação. Verifique suas respostas. Faça uma lista das variáveis depen- dentes que diminuem. Explique por que elas diminuem.

16.51 Quadro denominado "C_E".

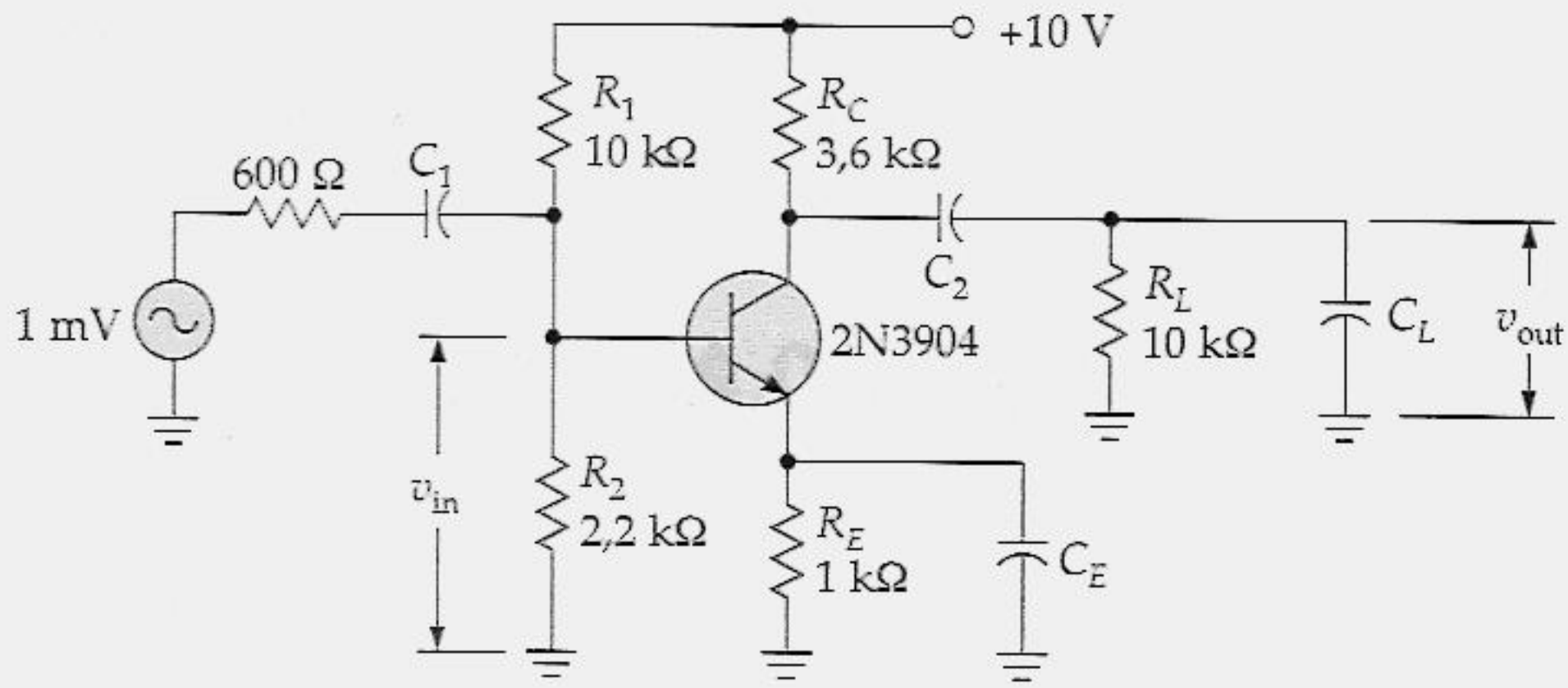
16.52 Quadro denominado "C_L".

16.53 Quadro denominado "R_C".

Para cada um dos problemas a seguir projete a resposta de cada variável dependente no quadro com uma denominação. Faça uma lista das variáveis que aumentam. Explique por que elas apresentam um aumento.

16.54 Quadro denominado "V_{CC}".

16.55 Quadro denominado "f_T".



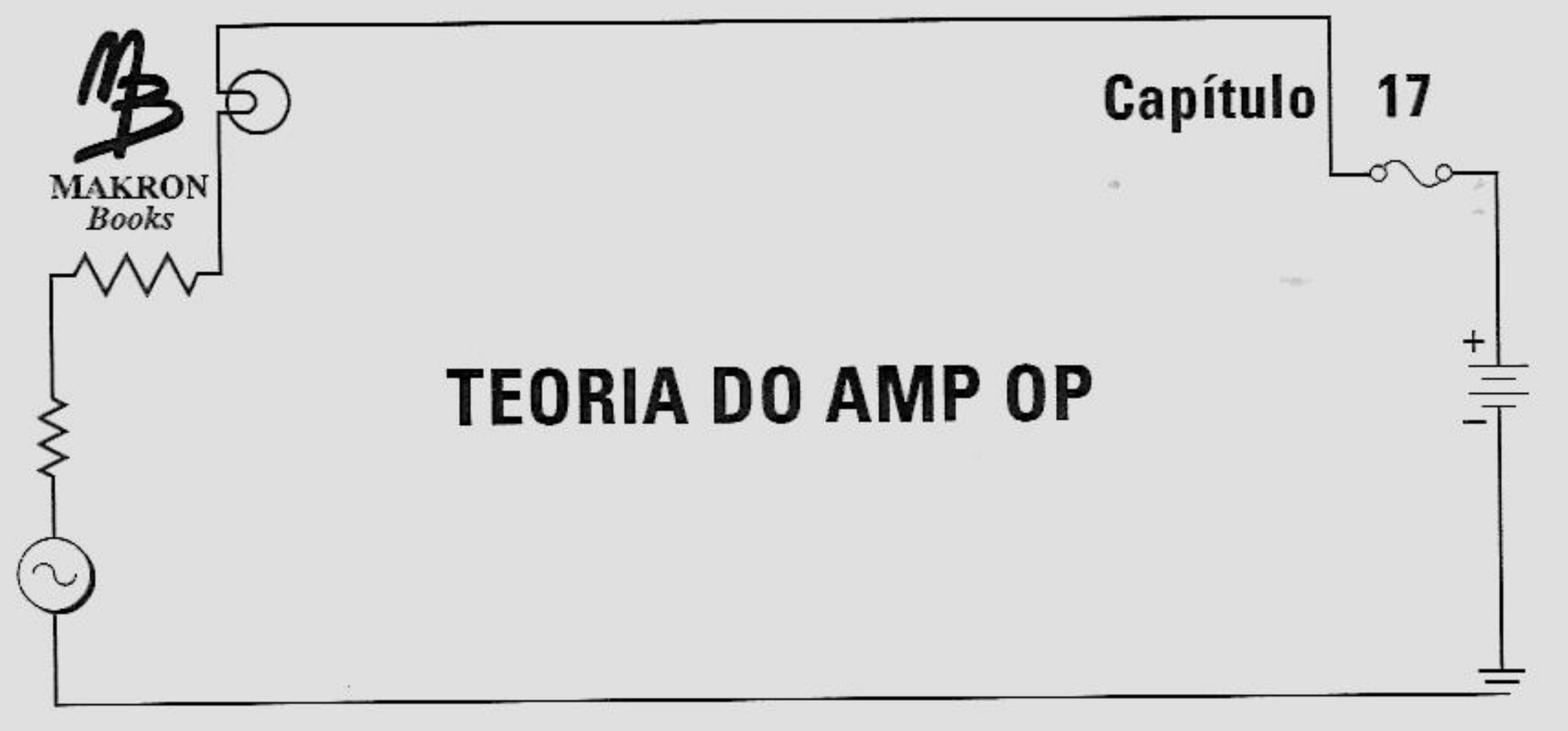
C_1	C_2	C_E	C_L
v_{in} : E5	v_{in} : A1	v_{in} : C3	v_{in} : A6
v_{out} : C3	v_{out} : E5	v_{out} : E1	v_{out} : C3
A : F3	A : B1	A : F3	A : E1
f_1 : A3	f_1 : F5	f_1 : D2	f_1 : F3
f_2 : E1	f_2 : A6	f_2 : A4	f_2 : D6

R_C	V_{CC}	f_T
v_{in} : B1	v_{in} : E4	v_{in} : A6
v_{out} : F4	v_{out} : E2	v_{out} : E5
A : C1	A : C1	A : B1
f_1 : B3	f_1 : A5	f_1 : C3
f_2 : D5	f_2 : B4	f_2 : A2

	1	2	3	4	5	6
A	N	U	D	N	U	N
B	N	D	D	U	D	D
C	U	U	N	U	U	U
D	D	D	D	U	D	D
E	N	U	D	D	N	U
F	U	D	N	U	D	D

RESPOSTAS

Figura 16.43 "Dispositivo de Análise Variacional"™. *(Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.)*



Capítulo 17

TEORIA DO AMP OP

Até este momento, discutimos os *circuitos discretos*. A palavra *discreto* significa separado ou distinto. Este termo se refere ao uso de resistores e transistores separados na construção de um circuito. Um circuito discreto é aquele no qual todos os seus componentes são soldados juntos ou interconectados mecanicamente.

A invenção do *circuito integrado* (CI) nos anos 60 foi uma mudança brusca, pois ele não se enquadrava na técnica de conexão mecânica de componentes discretos. Para começar, um CI é um dispositivo que contém os seus próprios resistores e transistores. Os componentes internos não são discretos, são *integrados*. Isso significa que eles são produzidos e interconectados durante o processo de fabricação do CI. O produto final, tal como um amplificador de multiestágios ou um circuito alavanca (*crowbar*), pode realizar uma função completa. Devido aos componentes integrados serem microscopicamente pequenos, um fabricante pode colocar centenas deles no espaço ocupado por um único transistor discreto.

Um dos primeiros CIs a ser fabricado foi o *amplificador operacional* (amp op). O amp op típico é um amplificador *cc* de alto ganho que pode operar em freqüências de 0 a acima de 1 MHz. Um CI amp op é como uma caixa preta mágica com pinos ou pontos de conexão externos. Conectando-se esses pinos a tensões de alimentação, geradores de sinais e resistências de carga, você pode construir facilmente, e rapidamente, um magnífico amplificador.

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

- Descrever um amplificador diferencial e calcular as tensões de saída e de base.

- Definir corrente de compensação de entrada e corrente de polarização de entrada; calcular as correntes de compensação de entrada, de polarização de entrada e as de base.
- Calcular a impedância de entrada e a tensão de saída de um amplificador diferencial.
- Explicar o que é a tensão de compensação de saída, qual a sua origem e como eliminá-la.
- Descrever: sinal de modo comun, ganho de tensão de modo comun, ganho de tensão diferencial e razão de rejeição de modo.

17.1 CIRCUITOS INTEGRADOS

Houve uma época em que os amps op eram implementados com circuitos discretos. O termo *amplificador operacional* se refere a um amplificador que realiza uma operação matemática. Historicamente, os primeiros amps op foram utilizados em computadores analógicos, nos quais eles realizavam operações matemáticas.

Hoje, a maioria dos amps op é produzida como circuitos integrados. Antes de discutirmos os circuitos amp op e outros tópicos, vamos fazer uma breve abordagem de como alguns circuitos integrados são construídos. O processo descrito aqui é uma das várias formas de como os CIs são construídos. Tudo o que você precisa é ter uma idéia geral de como um CI é produzido. Esse conhecimento básico tornará fácil o entendimento de idéias mais avançadas sobre amps op.

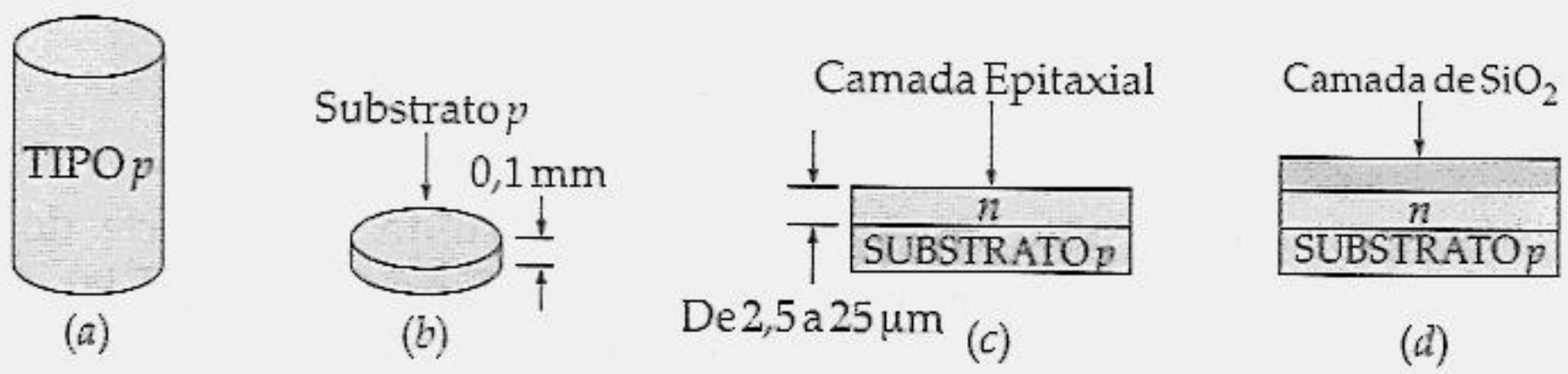


Figura 17.1 (*a*) Cristal *p*; (*b*) fatia; (*c*) camada epitaxial; (*d*) camada isolante.

Idéia Básica

Primeiro, o fabricante produz um cristal *p* de vários centímetros de comprimento (Figura 17.1*a*). Esse cristal é cortado em várias fatias finas como mostra a Figura 17.1*b*. Um lado da fatia é limpo e polido para eliminar as imperfeições da superfície. Essa fatia é chamada de substrato *p*; ela será usada como chassi para os componentes integrados. Em seguida, as fatias são colocadas em um forno. Passa-se sobre as fatias uma mistura gasosa de átomos de silício e átomos pentavalentes. Com isso forma-se uma fina camada de semicondutor tipo *n* na superfície aquecida do substrato (veja a Figura 17.1*c*). Essa camada fina chama-se *camada epitaxial*. Como mostra a Figura 17.1*c*, a camada epitaxial possui cerca de 2,5 a 25 μm de espessura.

Para evitar contaminação da camada epitaxial, coloca-se oxigênio puro sobre a superfície dela. Os átomos de oxigênio se combinam com os átomos de silício para formar uma camada de dióxido de silício (SiO_2) sobre a superfície, como mostra a Figura 17.1*d*. Essa camada vitrificada de SiO_2 sela a superfície e impede outras reações químicas. A selagem de uma superfície como essa é chamada de *passivação*. A fatia é então cortada em áreas retangulares como mostra a Figura 17.2. Cada uma dessas áreas se constituirá em um *chip* (pastilha) separado depois que a fatia é cortada. Porém, antes de a fatia ser cortada, o fabricante produz centenas de circuitos sobre a fatia, um em cada área retangular da Figura 17.2. Essa produção em massa simultânea é a razão do baixo custo dos circuitos integrados.

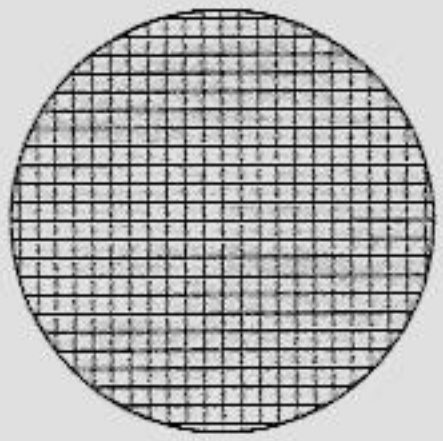


Figura 17.2 Cortando a fatia em chips.

Mostramos aqui como um transistor é construído. Uma parte do SiO_2 é removida quimicamente, expondo-se a camada epitaxial (veja a Figura 17.3*a*). A fatia é, então, colocada em um forno, no qual se difundem átomos trivalentes na camada epitaxial. A concentração de átomos trivalentes é suficiente para mudar a camada epitaxial exposta de material tipo *n* para material tipo *p*. Portanto, obtemos uma ilha de material *n* sob a camada de SiO_2 (veja a Figura 17.3*b*). Coloca-se novamente oxigênio sobre a superfície para formar a camada completa de SiO_2 como mostra a Figura 17.3*c*. Em seguida, remove-se quimicamente a camada de SiO_2 da região central. Isso expõe a camada *n* epitaxial (Figura 17.3*d*). O furo na camada de SiO_2 é chamado de janela. Agora estamos observando o que virá a ser o coletor do transistor. Para obter a base, fazemos com que átomos trivalentes passem através dessa janela; essas impurezas se

difundem na camada epitaxial e formam uma ilha de material tipo *p* (Figura 17.3*e*). Em seguida, a camada de SiO_2 é reconstituída colocando-se oxigênio sobre a fatia (Figura 17.3*f*). Para formar o emissor, produz-se quimicamente uma janela na camada de SiO_2 e expõe-se a ilha *p* (Figura 17.3*g*). Difundindo átomos pentavalentes na ilha *p*, formamos uma pequena ilha *n* como mostra a Figura 17.3*h*. Em seguida, fazemos a passivação da estrutura colocando oxigênio sobre a fatia (Figura 17.3*i*). Fazendo janelas na camada de SiO_2 por remoção química, podemos depositar metal para fazer o contato elétrico com o emissor, a base e o coletor. Isto resulta no transistor integrado da Figura 17.4*a*.

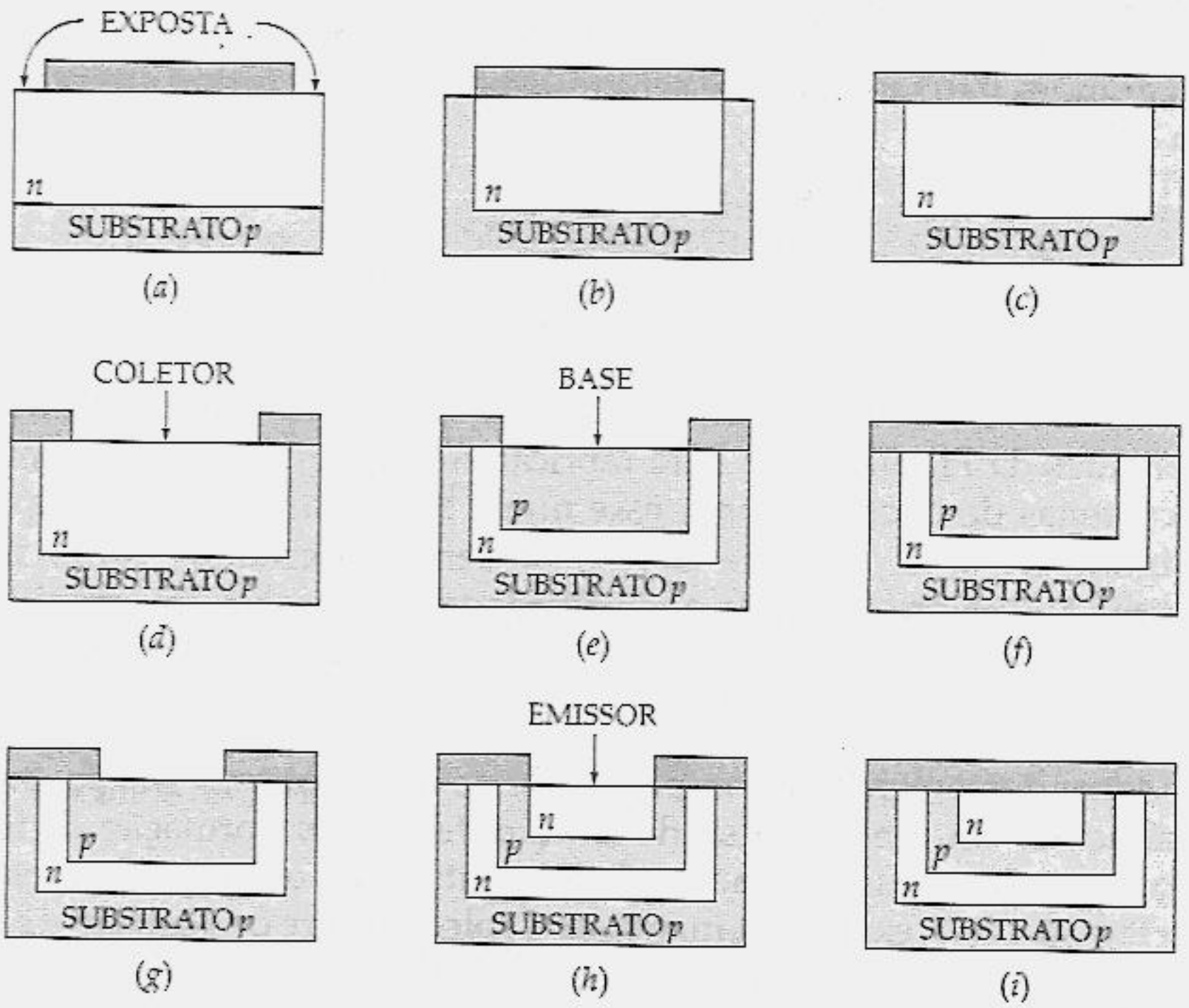


Figura 17.3 Passos na confecção de um transistor.

Para formar um diodo, seguimos os mesmos passos até o ponto no qual a ilha *p* foi formada e selada (Figura 17.3*f*). Em seguida, fazemos janelas para expor as ilhas *p* e *n*. Depositando metal através dessas janelas, fazemos o contato elétrico com o catodo e o anodo do diodo integrado (Figura 17.4*b*). Criando duas janelas acima da ilha *p* da Figura 17.3*f*, podemos fazer um contato metálico com essa ilha *p*, o que resulta num resistor integrado (Figura 17.4*c*).

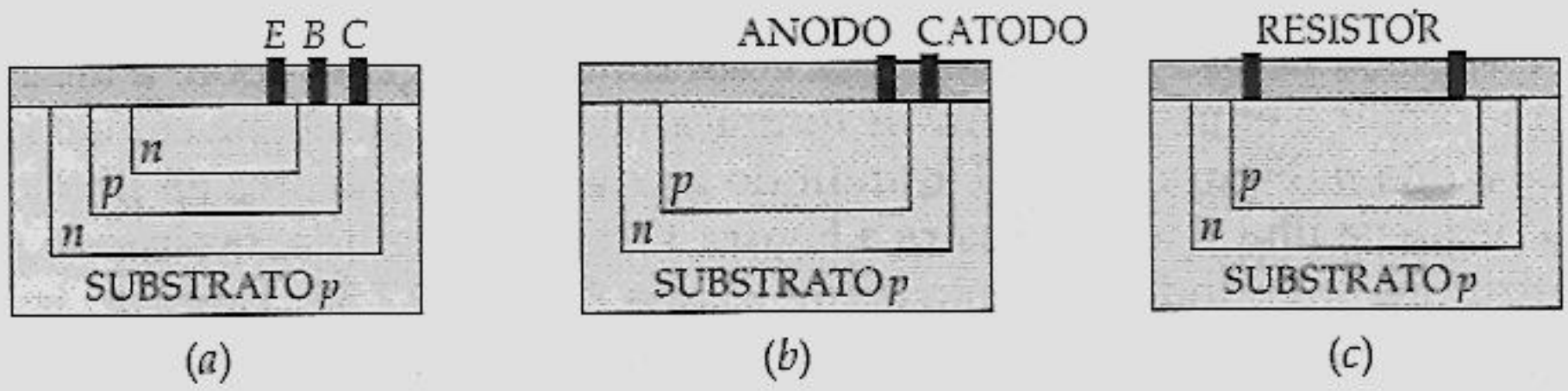


Figura 17.4 Componentes integrados: (*a*) transistor; (*b*) diodo; (*c*) resistor.

Transistores, diodos e resistores são facilmente fabricados em um chip. Por isso, quase todos os circuitos integrados usam esses componentes. Os indutores e os capacitores grandes não são fáceis de ser implementados de forma 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 17.5*a*. Para fabricar esse circuito, produziríamos simultaneamente centenas de circuitos como esse numa fatia. Cada área no chip se assemelharia à Figura 17.5*b*. O diodo e o resistor seriam formados como mencionado anteriormente. No passo seguinte, seria formado o emissor. Em seguida, faríamos janelas e depositaríamos metal para conectar o diodo, o transistor e o resistor, como mostra a Figura 17.5*b*.

Independentemente da complexidade de um circuito, a sua produção consiste, principalmente, em um processo de criação de janelas, formação de ilhas *p* e *n* e conexão dos componentes integrados. O substrato isola os componentes integrados entre si. Na Figura 17.5*b*, existem camadas de depleção entre o substrato *p* e as três ilhas *n* que encostam nele. 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 cicuitos integrados que descrevemos são chamados 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 eles 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, alavancas (*crowbars*), 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 têm tipicamente especificações de potência máxima menores que 1 W. Isso limita o seu uso 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 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 de filme grosso disponíveis comercialmente são combinações de componentes integrados e discretos.

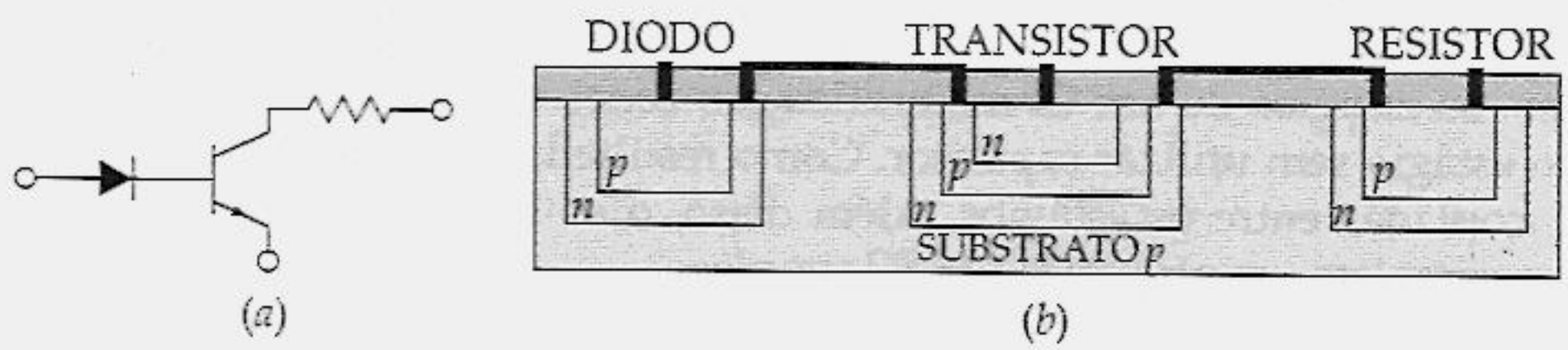


Figura 17.5 Circuito integrado simples.

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 circuitos de filme fino ou de filme grosso. Os CIs híbridos são largamente utilizados em amplificadores de áudio de alta potência com potências de 5 a mais de 50 W.

Níveis de Integração

A Figura 17.5*b* apresenta um exemplo de *integração em pequena escala* (SSI – *small-scale integration*); foram integrados apenas alguns componentes para formar um circuito completo. Como orientação, SSI se refere a CIs com menos de 12 componentes integrados. A maioria dos chips SSI utiliza resistores, diodos e transistores bipolares integrados.

A *integração em média escala* (MSI – *medium-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. Por isso, a maioria dos chips LSI é de tecnologia MOS. Hoje em dia os computadores pessoais usam chips LSI com centenas de transistores MOS.

17.2 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Apenas os transistores, diodos e resistores são componentes práticos que podem ser produzidos em um chip. Os capacitores são fabricados em um chip, porém são menores que 50 pF. Portanto, os projetistas de CIs não utilizam capacitores de acoplamento e de desvio (*bypass*) da maneira que os projetistas de circuitos discretos os utilizam. Em vez disso, os estágios de um CI monolítico são conectados diretamente à entrada do próximo estágio sem utilizar capacitor. Como resultado, as tensões *cc*, assim como as *ca*, são acopladas entre os estágios. Além disso, o emissor não é mais desviado por capacitor como em um amplificador EC simples.

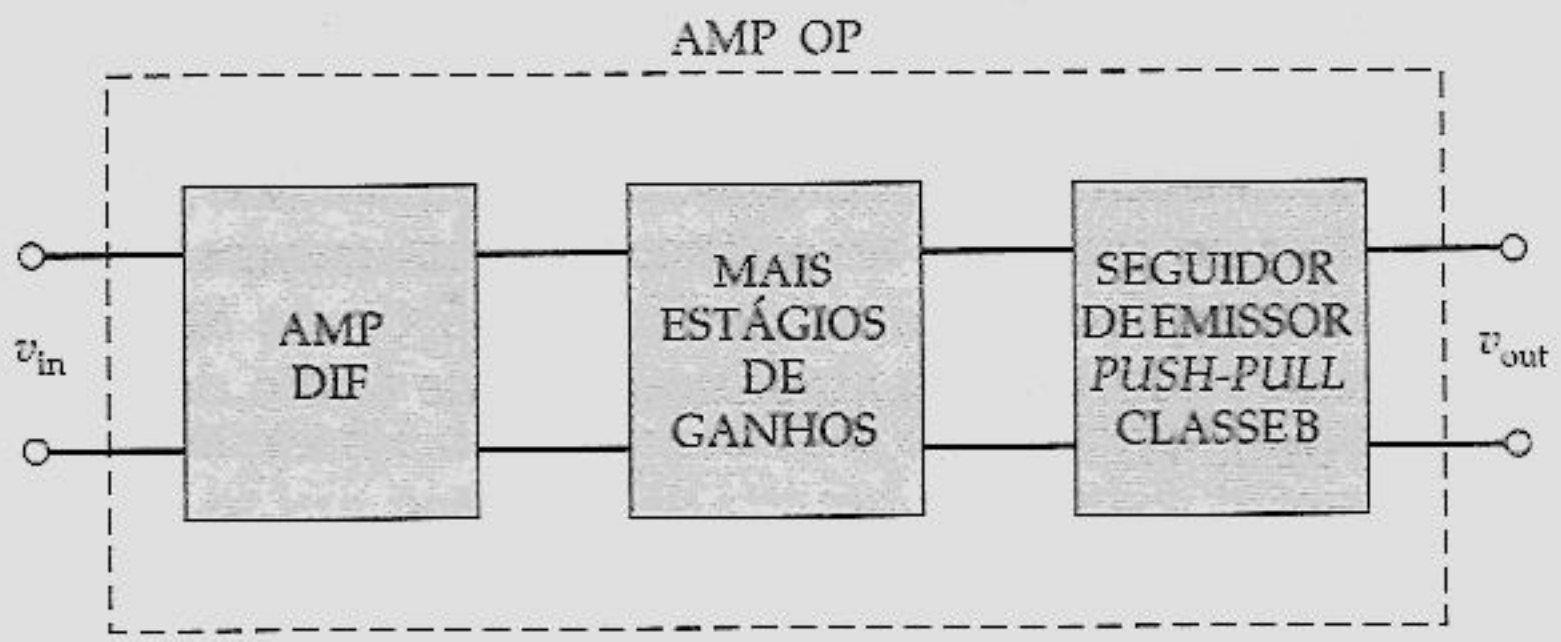


Figura 17.6 Diagrama de bloco de um amp op.

Um dos melhores estágios de acoplamento direto disponíveis para o projetista de CI é o *amplificador diferencial* (amp dif). Esse amplificador é amplamente utilizado como o estágio de entrada de um amp op como mostra a Figura 17.6. Depois que o sinal é amplificado pelo amp dif, ele se dirige para o estágio intermediário, no qual recebe mais ganho de tensão. O estágio final de um amp op é tipicamente um seguidor de emissor classe B. Isso produz um ganho de potência e também uma baixa impedância de saída. Com o estudo de um amp dif e suas características, estaremos estudando as

características de entrada de um amp op típico. Do mesmo modo, por meio da revisão do amplificador *push-pull* classe B, aprenderemos as características de saída de um amp op típico.

Forma Geral

A Figura 17.7*a* mostra a forma original de um amp dif na qual ele apareceu historicamente pela primeira vez. Ele tem duas entradas: V_1 e V_2. Por não haver nenhum capacitor de acoplamento ou de desvio, os sinais de entrada podem ter freqüências de qualquer valor até zero, que equivale à freqüência *cc*. A tensão de saída V_{out} é a tensão entre os coletores. Idealmente, o circuito é simétrico com transistores e resistores de coletor idênticos. Como resultado, a tensão de saída é zero quando as duas tensões de entrada são iguais. Quando V_1 for maior do que V_2, a tensão de saída tem a polaridade oposta.

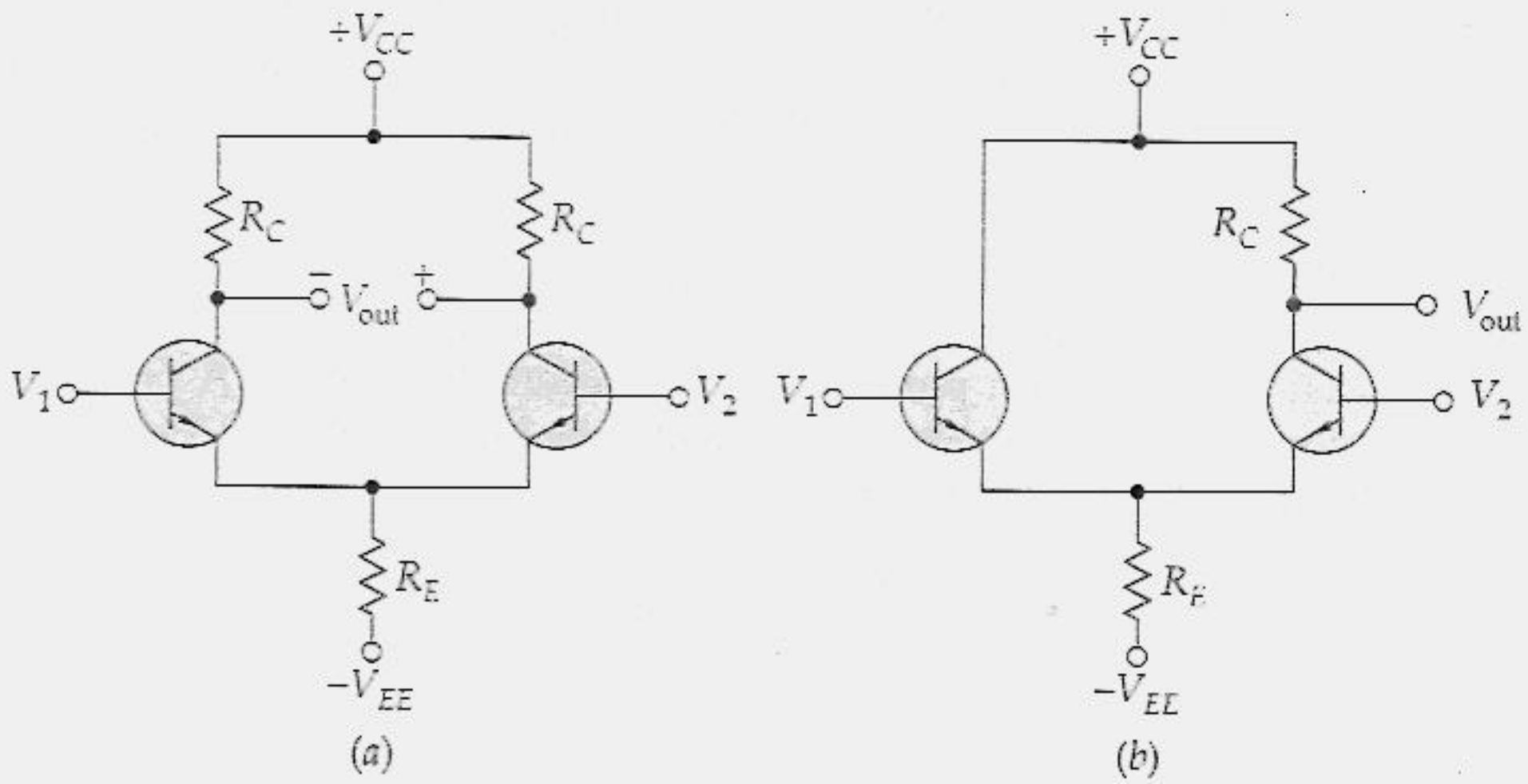


Figura 17.7 Amplificadores diferenciais: (*a*) entrada dupla, saída dupla; (*b*) entrada dupla, saída única.

Circuitos Utilizados em CIs Amp Op

A Figura 17.7*b* mostra a forma modificada de um amp dif que é usado em CIs amps op. Esse é o circuito que desejamos estudar porque ele nos dará informações sobre as várias características de entrada de um típico CI amp op. Eis a idéia básica do que acontece nesse amp dif: quando V_1 aumenta, a corrente de emissor do transistor da

esquerda aumenta. Isso eleva a tensão na extremidade superior de R_E, que equivale à diminuição do V_{BE} do transistor da direita. Um V_{BE} menor no transistor da direita significa uma menor corrente de coletor nesse transistor, o que aumenta a tensão de saída. Você tem de notar exatamente que um aumento em V_1 produz um aumento na tensão de saída. Essa é a razão de a entrada de tensão V_1 ser chamada de entrada *não-inversora*. A tensão de saída está em fase com V_1.

Por outro lado, suponha que a entrada V_2 aumente. Com isto, a corrente de coletor do transistor da direita aumenta, o que significa que a tensão de saída diminuirá. Por isso, a entrada de tensão V_2 é chamada de entrada inversora. A tensão de saída está 180° defasada em relação à entrada.

Corrente de Cauda

A Figura 17.8 mostra um amp dif com resistores de base. Se você observar esse circuito com um pouco de imaginação, você poderá imaginar o resistor de emissor como uma cauda. A corrente através do resistor de emissor é chamada de *corrente de cauda*. Quando os transistores são idênticos, a corrente de cauda se divide igualmente entre Q_1 e Q_2. Dada uma corrente de cauda, podemos dividi-la por 2 para obter a corrente através de cada transistor.

Como podemos encontrar a corrente de cauda? A idéia básica é encontrar a tensão sobre R_E. Isto é o que precisamos fazer primeiro. Após termos essa tensão, podemos utilizar a lei de Ohm para calcular a corrente de cauda. A polarização do circuito da Figura 17.8 o faz lembrar de alguma coisa? Deveria fazer. Ela nada mais é do que a polarização de emissor com duas fontes.

Pela lei de Ohm, a equação ideal para a corrente de cauda é

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E} \tag{17.1}$$

Se você desejar uma segunda aproximação da corrente de cauda, pode incluir a queda de V_{BE} em seus cálculos da seguinte forma:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \tag{17.2}$$

Para transistores de silício, V_{BE} é aproximadamente 0,7 V. Tipicamente, a tensão de alimentação do emissor é de 15 V; portanto, a inclusão de 0,7 V nos seus cálculos reduz a corrente ideal em aproximadamente 5%.

Se você desejar uma resposta quase exata, pode incluir em seus cálculos o efeito da resistência de base utilizando esta equação:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B/2\beta_{cc}} \tag{17.3}$$

Aqui você vê um termo adicional de correção, $R_B/(2\beta_{cc})$. Você pode deduzir esta equação escrevendo uma equação para o circuito emissor-base.

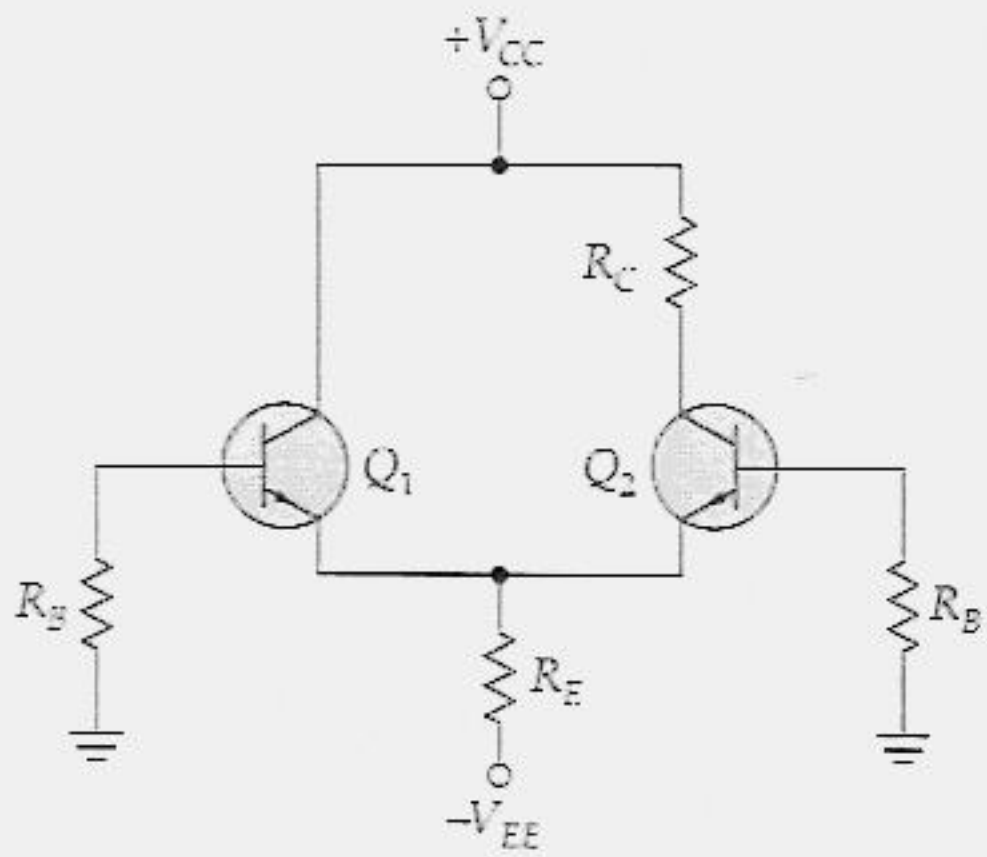


Figura 17.8 Amp dif com resistores de base.

Exemplo 17.1

Na Figura 17.9, os transistores são idênticos com $\beta_{cc} = 100$. Qual a tensão de saída?

Solução

Idealmente, a extremidade superior do resistor de emissor está no potencial do terra, o que significa que há 15 V sobre o resistor de emissor. A corrente de cauda ideal é

$$I_T = \frac{15\ \text{V}}{15\ \text{k}\Omega} = 1\ \text{mA}$$

Cada transistor fornece metade dessa corrente de cauda, o que significa que a corrente de emissor é

$$I_E = 0{,}5(1\ \text{mA}) = 0{,}5\ \text{mA}$$

A corrente de coletor do transistor da direita é aproximadamente 0,5 mA, então a tensão de saída é

$$V_{out} = 15\ V - (0{,}5\ mA)(15\ k\Omega) = 7{,}5\ V$$

Para uma segunda aproximação, a corrente de cauda é

$$I_T = \frac{15\ V - 0{,}7\ V}{15\ k\Omega} = 0{,}953\ mA$$

A corrente de emissor em cada transistor é

$$I_E = 0{,}5(0{,}953\ mA) = 0{,}477\ mA$$

e a tensão de saída é

$$V_{out} = 15\ V - (0{,}477\ mA)(15\ k\Omega) = 7{,}85\ V$$

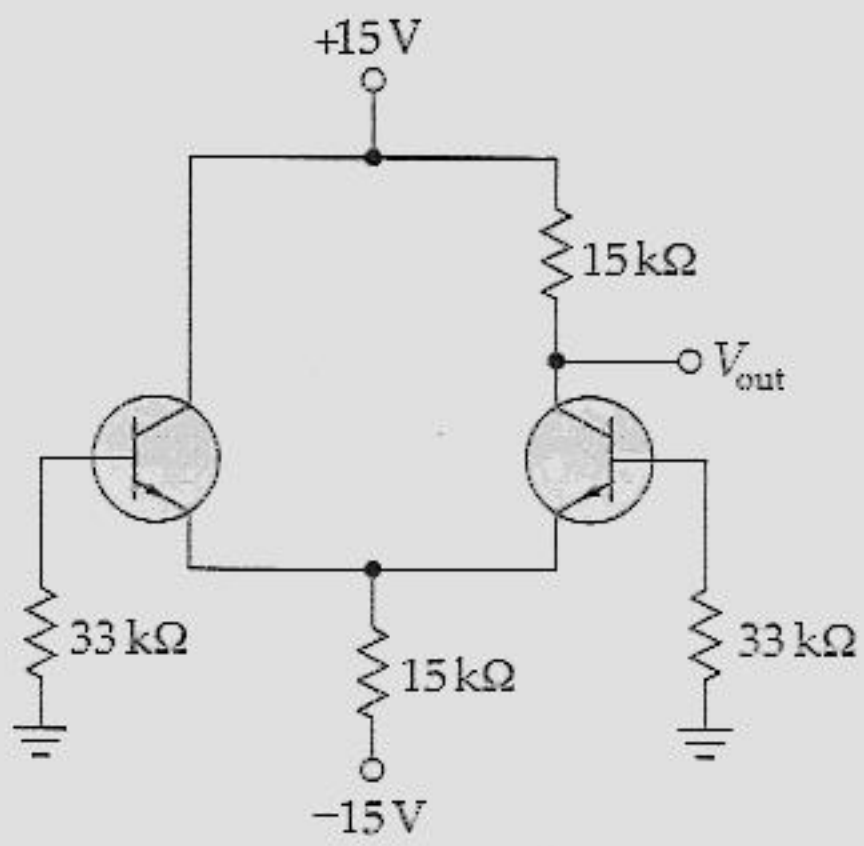


Figura 17.9 Exemplo.

Para uma resposta quase exata, use a Equação (17.3) para calcular a corrente de cauda:

$$I_T = \frac{15\ V - 0{,}7\ V}{15\ k\Omega + (33\ k\Omega)/200} = 0{,}943\ mA$$

A corrente de emissor em cada transistor é

$$I_E = 0{,}5(0{,}943\ mA) = 0{,}472\ mA$$

e a tensão de saída é

$$V_{out} = 15\ V - (0{,}472\ mA)(15\ k\Omega) = 7{,}92\ V$$

Você pode ver que as respostas melhoram a cada refinamento, mas a melhoria não é grande. Isso é típico de um amp dif, pois a tensão de alimentação do emissor é em geral de 15 V, o que é aproximadamente 20 vezes maior do que 0,7 V. Devido à essa razão de 20:1, ignorar 0,7 V produz um erro menor que 5%.

Exemplo 17.2

Se $\beta_{cc} = 100$ para os dois transistores na Figura 17.9, qual a corrente de base? E a tensão de base?

Solução

A corrente ideal de cauda é 1 mA, encontrada no exemplo anterior. A metade disso é 0,5 mA. A corrente de base em cada transistor é

$$I_B = \frac{0{,}5\ \text{mA}}{100} = 5\ \mu\text{A}$$

A tensão nas duas bases é

$$V_B = -(5\ \mu\text{A})(33\ \text{k}\Omega) = -0{,}165\ \text{V}$$

Exemplo 17.3

Na Figura 17.9, os transistores são idênticos exceto pelo β_{cc}. O transistor da esquerda tem $\beta_{cc} = 90$ e o transistor da direita tem $\beta_{cc} = 110$. Quais são as correntes de base? E as tensões de base?

Solução

A corrente ideal de cauda é 1 mA. A metade desse valor é 0,5 mA. A corrente de base do transistor da esquerda é

$$I_{B1} = \frac{0{,}5\ \text{mA}}{90} = 5{,}56\ \mu\text{A}$$

A corrente de base do transistor da direita é

$$I_{B2} = \frac{0{,}5\ \text{mA}}{110} = 4{,}55\ \mu\text{A}$$

A tensão na base esquerda é

$$V_{B1} = -(5{,}56\ \mu\text{A})(33\ \text{k}\Omega) = -0{,}183\ \text{V}$$

e a tensão na base direita é

$$V_{B2} = -(4{,}55\ \mu\text{A})(33\ \Omega\text{k}) = -0{,}15\ \text{V}$$

O objetivo do exemplo é mostrar para você que as duas correntes de base e as tensões são diferentes quando os transistores não são idênticos. Além da diferença em β_{CC}, os transistores podem diferir em seus valores de V_{BE} e de resistências de corpo. Portanto, sempre que os transistores não forem idênticos (que é quase sempre o caso), haverá uma ligeira diferença nas duas correntes de base e nas tensões de base resultantes.

17.3 CARACTERÍSTICAS DAS DUAS ENTRADAS

Devido aos CIs amps op terem geralmemte um amp dif como sendo o primeiro estágio, estamos no momento de descrever as duas importantes características de entrada conhecidas como corrente de compensação (*offset*) de entrada e a corrente de polarização (*bias*) de entrada.

Corrente de Compensação (*Offset*) de Entrada

As correntes de base I_{B1} *e* I_{B2} circulam através dos resistores da base de um amp dif. A *corrente de compensação (offset) de entrada* é definida como a diferença entre as correntes de base. Algebricamente,

$$I_{\text{in(off)}} = I_{B1} - I_{B2} \tag{17.4}$$

A diferença nas correntes de base indica o quanto são próximas as características dos dois transistores. Se os transistores forem idênticos, a corrente de compensação de entrada será zero, pois as duas correntes de base serão iguais. Porém, quase sempre os dois transistores são diferentes e as duas correntes de base não serão iguais.

Como exemplo, suponha $I_{B1} = 85\ \mu A$ e $I_{B2} = 75\ \mu A$. Então,

$$I_{\text{in (off)}} = 85\ \mu A - 75\ \mu A = 10\ \mu A$$

O transistor Q_1 tem 10 μA a mais de corrente de base do que o transistor Q_2. Isso pode causar um problema se as resistências de base forem muito grandes. Quanto maiores as resistências de base, maiores serão as tensões de base.

Corrente de Polarização de Entrada

A *corrente de polarização de entrada* é definida como a média das duas correntes de base:

$$I_{in(bias)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \tag{17.5}$$

Por exemplo, se $I_{B1} = 85\ \mu A$ e $I_{B2} = 75\ \mu A$, a corrente de polarização de entrada será

$$I_{in(bias)} = \frac{85\ \mu A + 75\ \mu A}{2} = 80\ \mu A$$

Correntes de Base

As folhas de dados de amps op sempre incluem os valores da corrente de polarização de entrada e da corrente de compensação de entrada, porém nelas nunca estão incluídos os valores das correntes de base. Este é o motivo pelo qual temos de calcular as correntes de base utilizando estas duas equações:

$$I_{B1} = I_{in(bias)} + \frac{I_{in(off)}}{2} \tag{17.6}$$

$$I_{B2} = I_{in(bias)} - \frac{I_{in(off)}}{2} \tag{17.7}$$

De onde essas equações surgiram? As Equações (17.4) e (17.5) podem ser resolvidas simultaneamente para obtermos as Equações (17.6) e (17.7).

A questão final: as Equações (17.6) e (17.7) admitem um I_{B1} tão grande quanto I_{B2}. Quando o oposto for verdadeiro, os dois valores serão contrários. Veja o Exemplo 17.7 para maiores detalhes.

Exemplo 17.4

Admita que os transistores da Figura 17.10 sejam idênticos e calcule a tensão de saída.

Solução

A corrente ideal de cauda é

$$I_T = \frac{15\ V}{1\ M\Omega} = 15\ \mu A$$

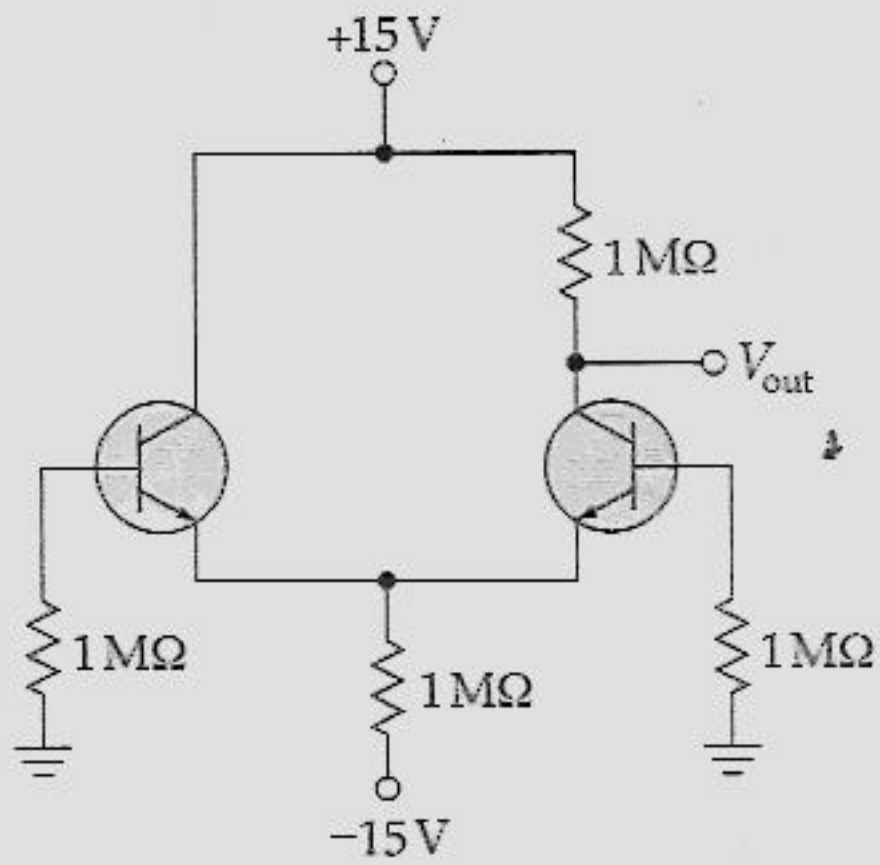


Figura 17.10 Exemplo.

Cada transistor drena metade da corrente de cauda, o que significa que a corrente de emissor é

$$I_E = 0{,}5\ (15\ \mu A) = 7{,}5\ \mu A$$

A corrente de coletor no transistor da direita é aproximadamente igual a 7,5 μA, portanto a tensão na saída é

$$V_{out} = 15\ V - (7{,}5\ \mu A)(1\ M\Omega) = 7{,}5\ \varsigma$$

Não há nada aqui que você não tenha visto em capítulos anteriores (incluindo o volume 1), exceto os valores muito pequenos das correntes. Números como esses são comuns nos circuitos integrados porque a dissipação de potência total do CI é tipicamente de 500 mW. Como muitos transistores integrados são colocados numa área igual a que um transistor discreto ocupa, os transistores individuais têm de operar com correntes muito pequenas.

Exemplo 17.5

Se na Figura 17.10, o transistor da esquerda tem $\beta_{cc} = 90$ e o transistor da direita tem $\beta_{cc} = 110$. Quais serão as duas correntes de base? E as duas tensões de base?

Solução

A corrente ideal de cauda é 15 μA, sendo a metade desse valor igual a 7,5 μA. A corrente de base do transistor da esquerda é

$$I_{B1} = \frac{7{,}5\ \mu A}{90} = 83{,}3\ nA$$

A corrente de base do transistor da direita é

$$I_{B2} = \frac{7{,}5\ \mu A}{110} = 68{,}2\ nA$$

A tensão na base esquerda é

$$V_{B1} = -(83{,}3\ nA)(1\ M\Omega) = -0{,}0833\ V$$

e a tensão na base direita é

$$V_{B2} = -(68{,}2\ nA)(1\ M\Omega) = -0{,}0682\ V$$

A questão do exemplo é a seguinte: observe como são pequenas as correntes de base. Esta é a razão pela qual podemos utilizar uma resistência de 1 MΩ em cada base e ainda ter tensões de base muito pequenas. Um projetista tenta manter a tensão de base menor do que 0,1 V, se possível. Isto faz da corrrente ideal de cauda uma aproximação precisa para a corrente exata de cauda.

Exemplo 17.6

No exemplo anterior, qual a corrente de compensação de entrada? E a corrente de polarização de entrada?

Solução

A corrente de compensação de entrada é a diferença entre as duas correntes de base:

$$I_{in(offset)} = 83{,}3\ nA - 68{,}2\ nA = 15{,}1\ nA$$

A corrente de polarização de entrada é a média entre as duas correntes de base:

$$I_{in(bias)} = \frac{83{,}3\ nA + 68{,}2\ nA}{2} = 75{,}8\ nA$$

Exemplo 17.7

As folhas de dados de um CI amp op fornecem esses valores: $I_{in(offset)} = 20$ nA (corrente de compensação) e $I_{in(bias)} = 80$ nA (corrente de polarização). Quais são as duas correntes de base?

Solução

As folhas de dados fornecem apenas valores absolutos para $I_{in(offset)}$. Uma $I_{in(offset)}$ de 20 nA significa que uma corrente de base é 20 nA maior do que a outra. Não podemos dizer qual corrente de base é maior para um determinado dispositivo. Qualquer uma pode ser maior do que a outra numa produção em massa. Com isso em mente, eis como encontrar as duas correntes de base: admita que I_{B1} seja maior do que I_{B2}. Então as Equações (17.6) e (17.7) nos fornecem os seguintes valores

$$I_{B1} = 80 \text{ nA} + \frac{20 \text{ nA}}{2} = 90 \text{ nA}$$

$$I_{B2} = 80 \text{ nA} - \frac{20 \text{ nA}}{2} = 70 \text{ nA}$$

Se I_{B2} for maior do que I_{B1}, os valores serão contrários, sendo I_{B1} = 70 nA e I_{B2} = 90 nA. Se fôssemos fazer uma produção em massa utilizando esse amp op, as duas correntes de base poderiam estar na faixa de 70 a 90 nA com todas as possibilidades de ocorrência mais cedo ou mais tarde.

17.4 ANÁLISE *CA* DE UM AMP DIF

O amp dif possui uma entrada não-inversora e uma entrada inversora. O ato de considerar as duas entradas separadamente é útil em algumas situações, porém é uma desvantagem em outras. A Figura 17.11 mostra uma outra forma de visualizar as tensões de entrada e de saída de um amp dif. Esqueça-se de V_1 e V_2. Pense apenas na tensão entre os dois terminais de entrada. Essa tensão, denominada v_{in}, é a que o amp dif realmente responde. Essa é a tensão que o amp dif amplifica para produzir um sinal de saída. O que queremos demonstrar nesta seção são as equações para o ganho de tensão e para a impedância de entrada.

O Circuito da Cauda é uma Fonte de Corrente

Como discutido no Capítulo 8 (volume 1), o objetivo geral da polarização de emissor é produzir uma corrente de emissor bem estável. Na Figura 17.11, a corrente ideal de emissor é

$$I_E = \frac{V_{EE}}{R_E}$$

Uma vez que os valores de V_{EE} e R_E são ajustados, a corrente de emissor é constante. Idealmente, ela permanece constante ainda que a temperatura varie e que os transistores sejam substituídos. Portanto, para simplificar a análise *ca*, podemos substituir a cauda por uma fonte de corrente como mostra a Figura 17.12. Isto simplificará a análise *ca* do circuito, que praticamente não apresentará nenhuma perda de precisão.

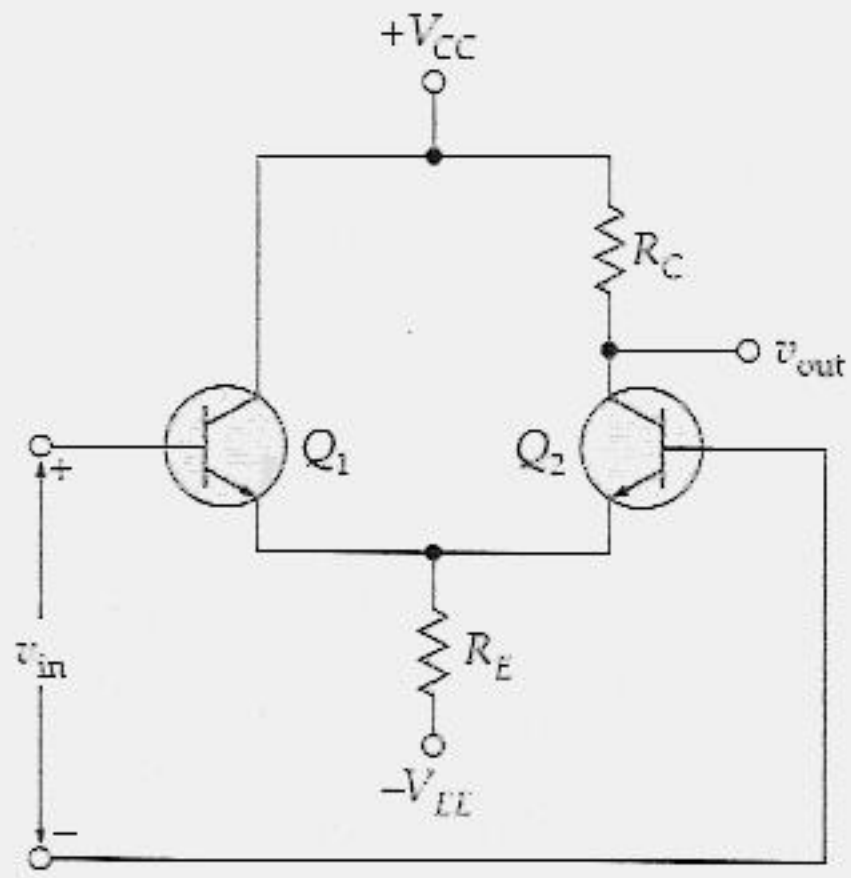


Figura 17.11 Análise de um amp dif.

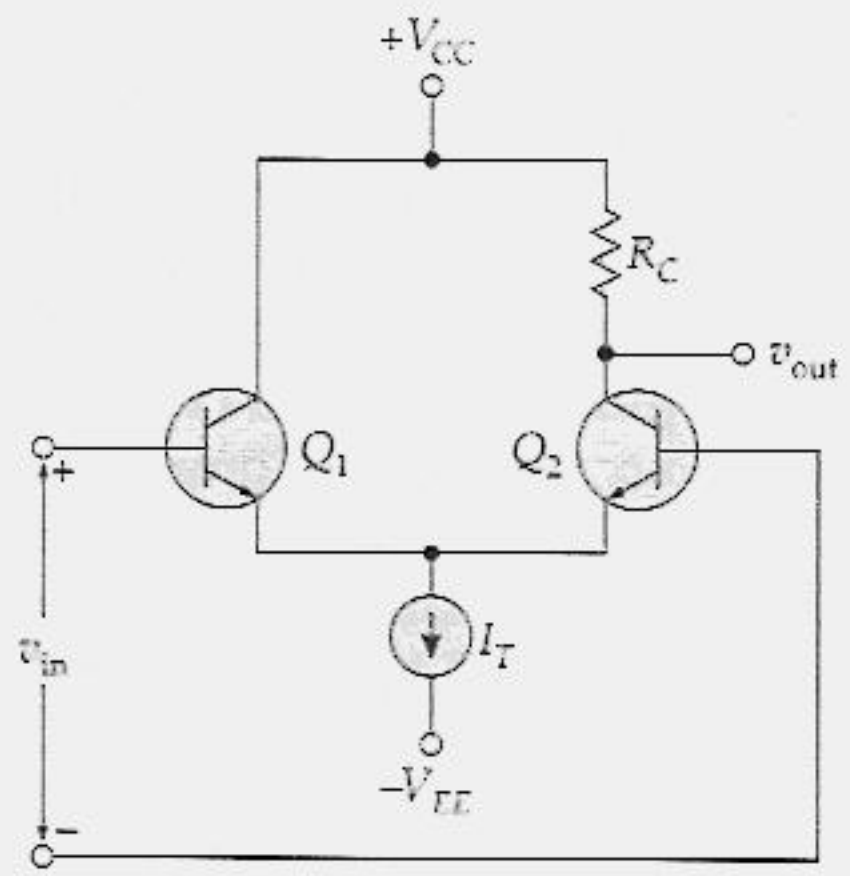


Figura 17.12 Amp dif com uma fonte de corrente produzindo a corrente de cauda.

Na Figura 17.12 a fonte de corrente produz uma corrente constante de I_T. Se os transistores forem idênticos, essa corrente de cauda se dividirá igualmente entre os transistores. Então, a tensão de saída será igual à tensão de alimentação do coletor menos a queda de tensão no resistor de coletor. Se v_{in} for zero, a tensão de saída permanecerá constante. Porém, quando v_{in} for maior do que zero, a tensão de saída aumentará. Quando v_{in} for menor do que zero, a tensão de saída diminuirá.

Eis o motivo pelo qual a tensão de saída varia quando v_{in} não é zero: a corrente de cauda é a soma das duas correntes de emissor:

$$I_T = I_{E1} + I_{E2}$$

Admita que v_{in} seja maior do que zero. Então a corrente do emissor de Q_1 aumenta. Como a corrente de cauda é constante, a corrente de emissor de Q_2 tem de diminuir, porque

$$I_{E2} = I_T - I_{E1}$$

Uma menor corrente de emissor através de Q_2 significa uma menor corrente de coletor e uma maior tensão de saída. Por outro lado, quando v_{in} for menor do que zero ou negativa, a corrente de emissor de Q_1 diminuirá, o que forçará a corrente de emissor de Q_2 a aumentar. Isso significa que a corrente de coletor será maior, o que produz uma tensão de saída baixa.

Circuito Equivalente *ca*

Em um amp dif, um sinal é qualquer variação a partir de um valor quiescente. Esta definição é utilizada porque um amp dif pode amplificar sinais *cc* como também *ca*. Na verdade, um sinal *cc* pode ser tratado como um sinal *ca* de freqüência zero. Por causa disso, podemos desenhar o circuito equivalente *ca* de um amp dif utilizando as regras estabelecidas no volume 1. As regras diziam para curto-circuitar todos os capacitores e reduzir todas as fontes de tensão *cc* para zero. Como um amp dif não tem capacitores, tudo o que nos resta são as fontes *cc*. Reduzir uma fonte de tensão para zero é equivalente a substituí-la por um curto-circuito. Reduzir uma fonte de corrente para zero é equivalente a abri-la. Na Figura 17.12, isso significa aterrar os pontos V_{CC} e V_{EE} e abrir a fonte de corrente.

A Figura 17.13 mostra o circuito equivalente *ca* de um amp dif. É dessa forma que um amp dif vê um sinal *ca*. Com esse circuito equivalente, podemos deduzir o ganho de tensão e a impedância de entrada do amp dif como é mostrado a seguir. Devido aos dois r'_e estarem em série, a mesma corrente *ca* de emissor existe nos dois transistores. Essa corrente *ca* de emissor é dada por

$$i_e = \frac{v_{in}}{2r'_e}$$

Isso é fácil de ser lembrado porque é quase idêntico ao amplificador EC, onde $i_e = v_{in}/r'_e$. A única diferença é o fator 2, porque um amp dif utiliza dois transistores.

A corrente *ca* de coletor é aproximadamente igual à corrente *ca* de emissor. Portanto, a tensão *ca* de saída é

$$v_{out} = i_c R_C = \frac{v_{in}}{2r'_e} R_C$$

ou

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_C}{2r'_e}$$

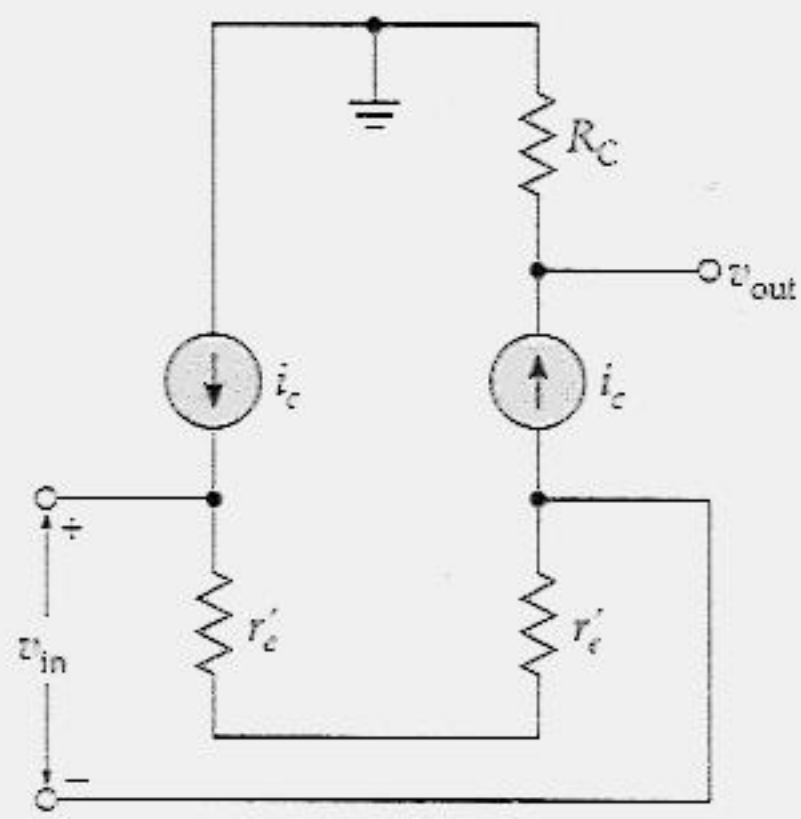


Figura 17.13 Circuito equivalente *ca* de um amp dif.

Como o ganho de tensão geralmente é simbolizado por A, podemos escrever

$$A = \frac{R_C}{2r'_e} \tag{17.8}$$

Impedância de Entrada

Observe a Figura 17.13. Você sabe que o ganho de corrente *ca* de um transistor aumenta a impedância do circuito do emissor de um fator de β. Este é o motivo pelo qual a impedância de entrada de um amp dif é dada por

$$z_{in} = 2\beta r'_e \tag{17.9}$$

Isso é idêntico a $z_{in(base)}$ de um amplificador EC, exceto pelo fator 2.

Se você não está convencido pela lógica utilizada na dedução da Equação (17.9), eis uma dedução matemática: a corrente *ca* do emissor é dada por

$$i_e = \frac{v_{in}}{2r'_e} \approx \beta i_b$$

Podemos reescrever a equação já mencionada da seguinte forma:

$$\frac{v_{in}}{i_b} = 2\beta r'_e$$

Quanto você acha que é v_{in} dividida por i_b? É o lado esquerdo da Equação (17.9). Em outras palavras, i_b é a corrente *ca* de entrada do amp dif. Portanto, v_{in}/i_b é a impedância de entrada.

Notação

Note que as tensões e correntes *ca* são simbolizadas por letras minúsculas. No circuito *ca* equivalente na Figura 17.13, estamos utilizando v_{in} e v_{out}. Nos circuitos completos discutidos antes, usamos V_1, V_2 e V_{out}. Essas tensões estão em letras maiúsculas porque são valores totais. Por exemplo, a tensão de saída da Figura 17.10 é idealmente 7,5 V. Esta é a tensão total de saída sem um sinal de entrada. Quando houver um sinal de entrada, a tensão total de saída varia. O sinal *ca* é definido como a variação na tensão total de saída:

$$v_{out} = \Delta V_{out} \tag{17.10}$$

onde Δ é a nossa notação representativa para "a variação em". Por exemplo, se um sinal de entrada faz com que V_{out} varie de 7,5 V a 8 V, a tensão *ca* de saída será

$$v_{out} = 8\text{ V} - 7{,}5\text{ V} = 0{,}5\text{ V}$$

A tensão *ca* de entrada, v_{in}, é a diferença entre as duas tensões totais da base:

$$v_{in} = V_1 - V_2 \tag{17.11}$$

Por causa disso, V_1 e V_2 podem ser maiores do que zero, mas v_{in} ainda pode ser zero. Por exemplo, se $V_1 = 0{,}2$ V e $V_2 = 0{,}2$ V,

$$v_{in} = 0{,}2 \text{ V} - 0{,}2 \text{ V} = 0$$

O que importa é a diferença. O amp dif amplifica a diferença entre as entradas inversora e não-inversora.

Exemplo 17.8

Quanto vale V_{out} quando $v_{in} = 0$ na Figura 17.14? E quando $v_{in} = 1$ mV? E quando $v_{in} = -1$ mV?

Solução

A partir dos exemplos anteriores, já sabemos que esse amplificador tem uma corrente ideal de cauda de 15 μA. Admitindo-se transistores idênticos, cada um terá uma corrente *cc* de emissor de 7,5 μA. A resistência *ca* de cada diodo emissor será

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{7{,}5 \text{ μA}} = 3{,}33 \text{ kΩ}$$

O ganho de tensão será

$$A = \frac{1 \text{ MΩ}}{2(3{,}33 \text{ kΩ})} = 150$$

Quando v_{in} for zero, a tensão *ca* de saída será zero. Portanto, a tensão total V_{out} será o valor quiescente encontrado antes:

$$V_{out} = 7{,}5 \text{ V}$$

Quando $v_{in} = 1$ mV, a tensão *ca* de saída será

$$v'_{out} = 150(1 \text{ mV}) = 0{,}15 \text{ V}$$

Portanto, V_{out} aumenta em 0,15 V para

$$V_{out} = 7{,}5 \text{ V} + 0{,}15 \text{ V} = 7{,}65 \text{ V}$$

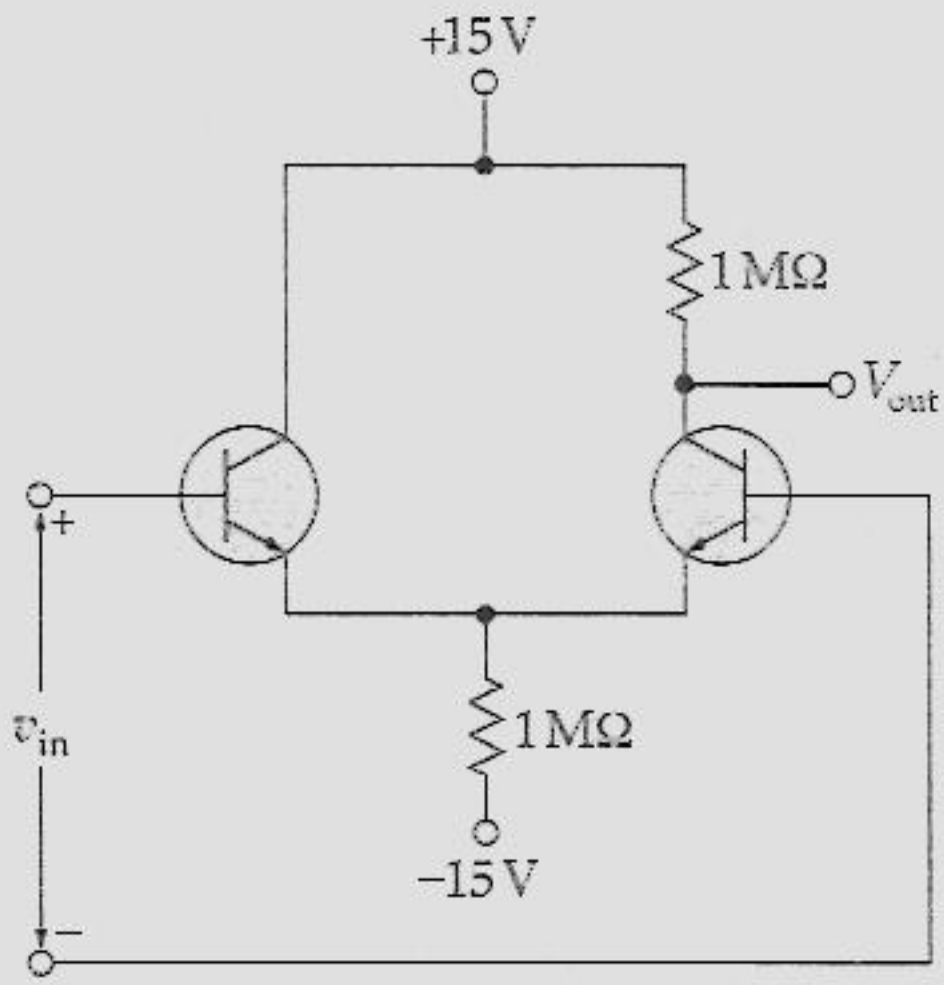


Figura 17.14 Exemplo.

Quando $v_{in} = -1$ mV, a tensão *ca* de saída será

$$v_{out} = 150(-1 \text{ mV}) = -0{,}15 \text{ V}$$

e a tensão total de saída será

$$V_{out} = 7{,}5 \text{ V} - 0{,}15 \text{ V} = 7{,}35 \text{ V}$$

Exemplo 17.9

Se $\beta = 300$, qual será a impedância de entrada no circuito da Figura 17.14?

Solução

No exemplo anterior, encontramos $r'_e = 3{,}33$ kΩ. A impedância de entrada será

$$z_{in} = 2(300)(3{,}33 \text{ k}\Omega) = 2 \text{ M}\Omega$$

Como você verá mais adiante, o 741 é um amp op amplamente utilizado cujo amp dif de entrada tem uma corrente de cauda de 15 μA, um r'_e de 3,33 kΩ e uma impedância de entrada de 2 MΩ.

17.5 TENSÃO DE COMPENSAÇÃO (*OFFSET*) DE SAÍDA

Com os circuitos integrados é possível obter casamentos quase perfeitos entre os transistores de um amp dif. Porém, na maioria dos casos, essa semelhança entre os transistores não é suficiente porque mesmo a menor diferença entre eles será amplificada e produzirá uma *tensão de compensação (offset) de saída*. Essa tensão de compensação de saída é um sinal de saída falso. Esta seção discute as origens da tensão de compensação de saída e como minimizá-la.

Tensão Ideal de Saída

A Figura 17.15*a* mostra um amp dif com as duas bases aterradas. O aterramento das duas bases nunca é feito sob condições normais porque essa operação impediria que os sinais de entrada tivessem algum efeito no amp dif. Aterramos as bases temporariamente para essa discussão. Com as bases aterradas, a corrente de cauda se divide igualmente entre os dois transistores. Para isso, considera-se que os dois transistores são idênticos em todos os aspectos. Com a metade da corrente de cauda circulando através do transistor da direita, a tensão de saída será

$$V_{out} = V_{CC} - \frac{I_T}{2} R_C \tag{17.12}$$

O valor de V_{out} é ideal porque se baseia em dois transistores idênticos. Em um projeto típico, V_{out} é igual à metade de V_{CC}.

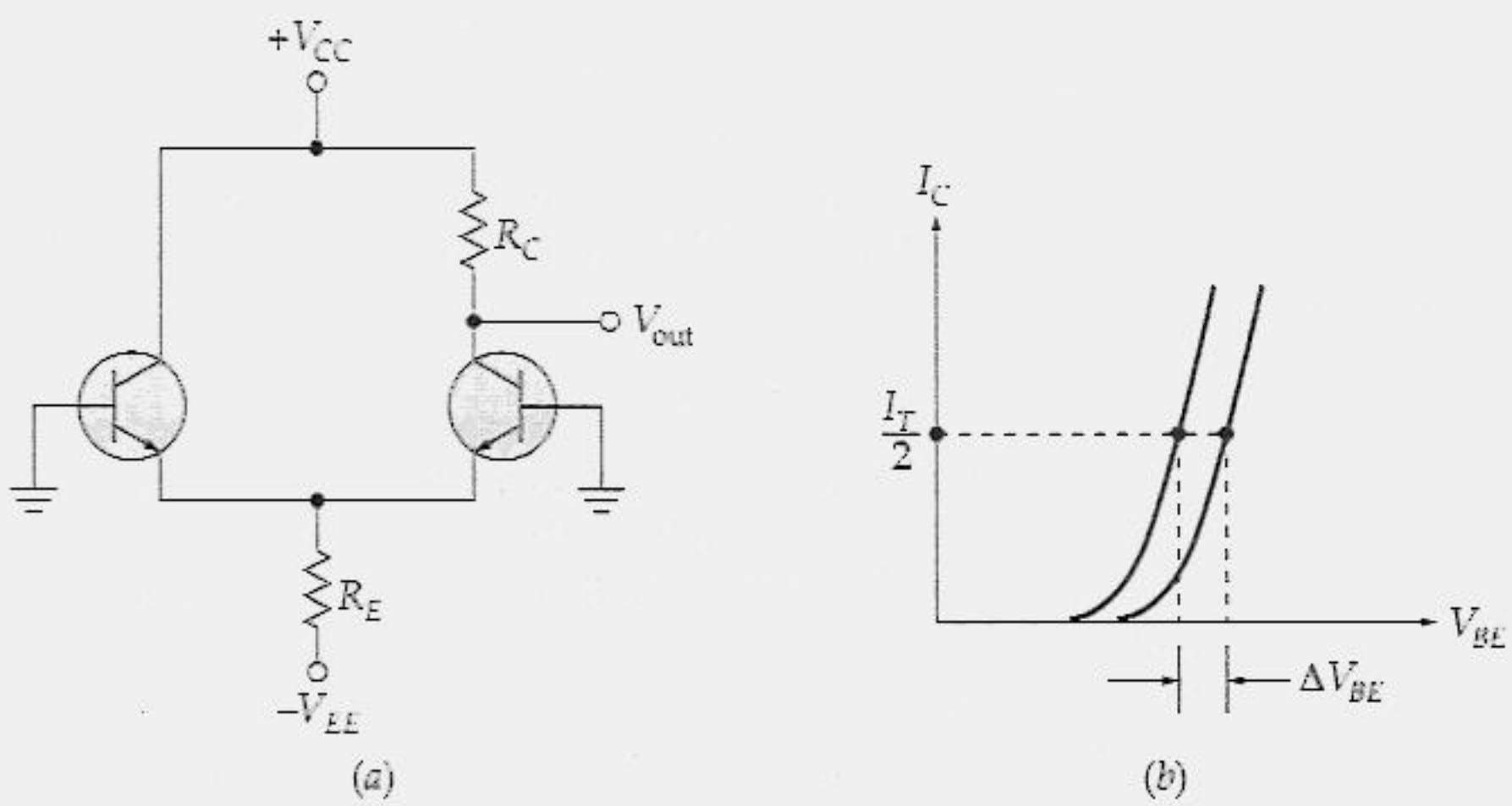


Figura 17.15 (*a*) Entradas aterradas; (*b*) quando as entradas não estão aterradas.

Como foi discutido na seção anterior, o sinal de entrada pode ser *cc* ou *ca*. O amp dif amplifica o sinal de entrada obtendo uma variação na tensão de saída. Essa variação na tensão de saída é uma tensão *ca*. Algebricamente,

$$v_{out} = \Delta V_{out}$$

Essa equação diz que a tensão *ca* de saída é qualquer diferença ou variação a partir da tensão de saída ideal. A tensão *ca* de saída é relacionada com a tensão *ca* de entrada através desta expressão:

$$v_{out} = Av_{in}$$

Essa equação torna uma coisa clara: quando o amp dif for perfeito, a única forma de obter um sinal *ca* na saída será aplicando um sinal desejado na entrada.

$$v_{in} = \Delta V_{BE}$$

Valores Diferentes de V_{BE}

O que acontece quando o amp dif não é perfeito e os dois transistores não são idênticos? Você obtém uma *tensão de compensação de saída*, que é um desvio indesejado na tensão ideal de saída. Na Figura 17.15*a*, as duas bases estão aterradas para eliminar o efeito da corrente de base. Isso elimina o problema da diferença nos valores de β_{cc}, porém não elimina o problema da diferença nas curvas de I_C *versus* V_{BE}.

Nos circuitos integrados, a diferença entre as curvas de I_C *versus* V_{BE} é pequena. Por exemplo, suponha que duas curvas tenham a mesma corrente como mostra a Figura 17.15*b*. Devido às curvas serem diferentes, há uma diferença entre os dois valores de V_{BE}. Essa diferença funciona como um pequeno sinal *ca* de

$$v_{in} = \Delta V_{BE}$$

onde Δ quer dizer "a diferença em". Como resultado, um amp dif com entradas não aterradas amplifica a diferença indesejada existente nos valores de V_{BE}, obtendo uma tensão de saída de

$$v_{out} = A(\Delta_{BE})$$

Uma forma de eliminar a tensão de compensação de saída é aplicando uma pequena tensão de entrada igual ao valor da diferença em V_{BE}. Por exemplo, admita que os valores de V_{BE} variem de 2 mV. Isto significa que podemos aplicar 2 mV nos dois transistores para eliminar a tensão de compensação de saída. A Figura 17.16*a* mostra +2 mV sendo aplicados ao transistor da esquerda. Se isso não eliminar a tensão de compensação de saída, temos de inverter a polaridade da tensão de entrada como mostra a Figura 17.16*b*. Em geral, dada uma diferença entre dois valores de V_{BE} de um amp dif, o circuito da Figura 17.16*a*, ou o da Figura 17.16*b*, eliminará a tensão de compensação de saída.

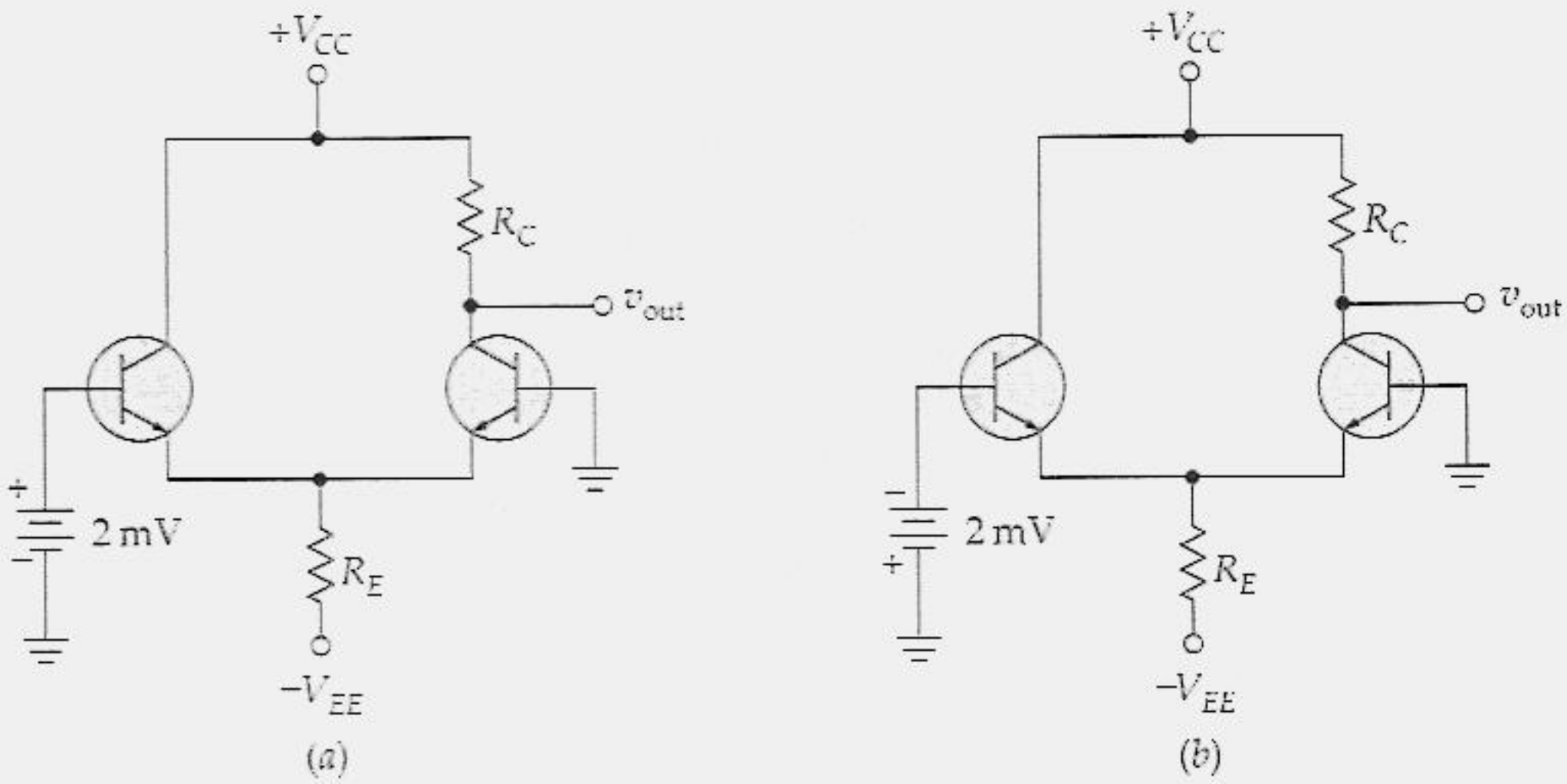


Figura 17.16 Eliminando a tensão de compensação de saída.

Efeitos da Corrente de Base

Valores diferentes de V_{BE} são uma possível causa da tensão de compensação de saída. Agora, vamos discutir outras causas da tensão de compensação de saída. Para simplificar a discussão, vamos admitir temporariamente que os dois valores de V_{BE} são idênticos. Isso elimina a diferença em V_{BE} como sendo um problema.

O que falta ainda? A diferença nas correntes de base. Alguns amps dif funcionam com um resistor de base de um lado e com a outra base aterrada, como mostra a Figura 17.17*a*. Isso produz uma tensão de compensação de saída sempre quando não houver diferença nos valores de V_{BE}. Por quê? Porque a corrente de base através de R_B produz uma tensão na entrada não-inversora dada por

$$v_{in} + I_{B1}R_B$$

Essa tensão tem o mesmo efeito que um autêntico sinal de entrada. O amp dif amplifica essa entrada falsa obtendo uma tensão *ca* de saída de

$$v_{out} = A(I_{B1}R_B)$$

Uma forma de reduzir a tensão de compensação de saída é utilizar resistências de base iguais nos dois lados do amp dif (veja Figura 17.17*b*). Nesse caso, a tensão indesejada de entrada diminui para

$$v_{in} = I_{B1}R_B - I_{B2}R_B = R_B(I_{B1} - I_{B2})$$

ou

$$v_{in} = I_{in(offset)}R_B \tag{17.13}$$

O caso mais comum utiliza duas resistências de base diferentes, R_{B1} e R_{B2}. Nesse caso, a tensão indesejada de entrada será

$$v_{in} = I_{B1}R_{B1} - I_{B2}R_{B2} \tag{17.14}$$

Em alguns projetos, R_{B1} ou R_{B2} pode ser ajustada para eliminar esta causa de tensão indesejada de entrada.

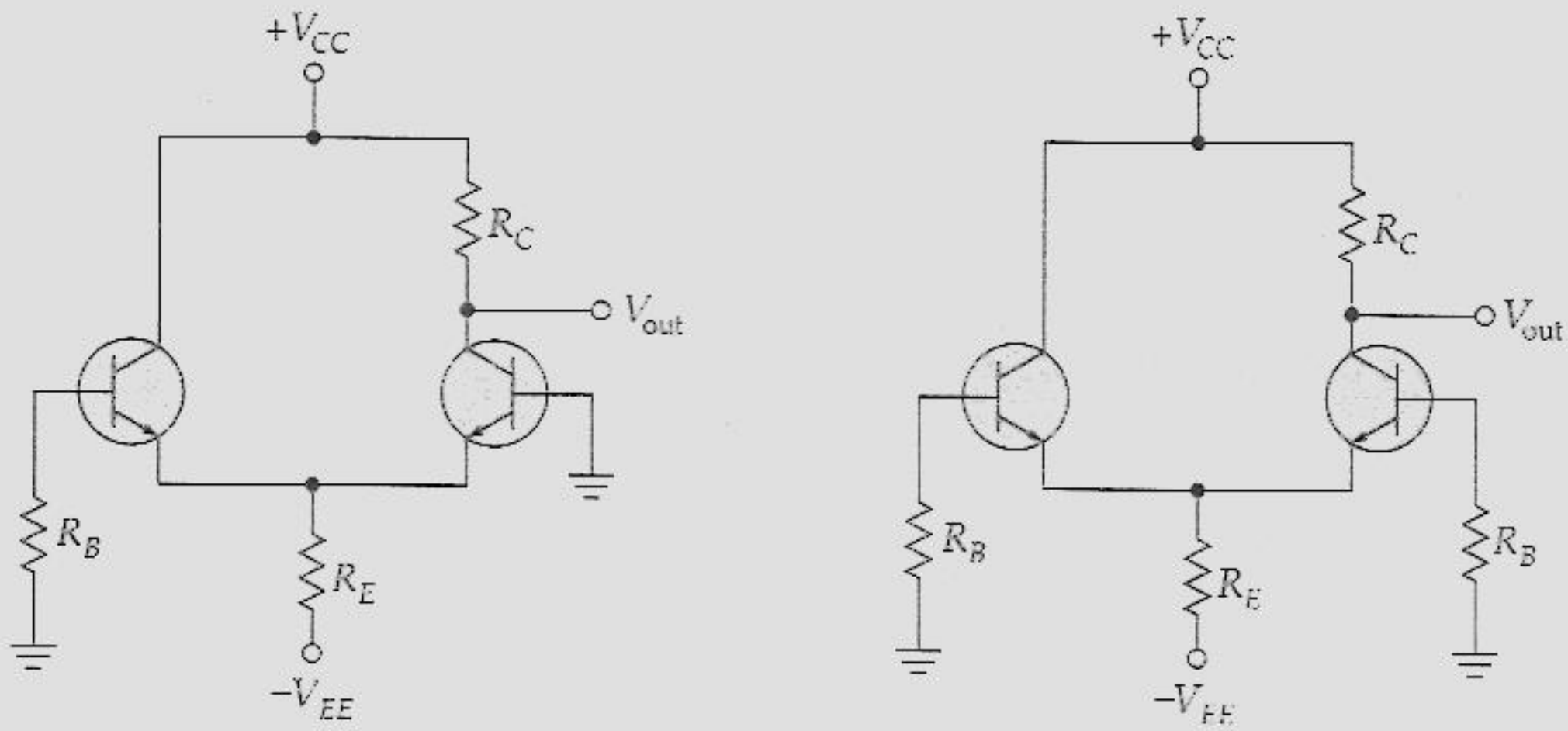


Figura 17.17 Efeitos da corrente de base.

Efeitos Combinados

Como você viu, há duas causas fundamentais da tensão de compensação de saída. Primeira, quando há diferença nos valores de V_{BE}. Isso ocorre quando a base não está aterrada. Segunda, quando há diferenças nas tensões de base produzidas pelas correntes de base que circulam nos resistores de base. Essas diferenças, somadas às diferenças em V_{BE}, produzem uma tensão indesejada total de

$$v_{in} = \Delta V_{BE} + I_{B1}R_{B1} - I_{B2}R_{B2} \tag{17.15}$$

Essa equação admite diferenças positivas em V_{BE}. Se as diferenças forem negativas, então

$$v_{in} = -\Delta V_{BE} + I_{B1}R_{B1} - I_{B2}R_{B2} \tag{17.16}$$

Você pode utilizar essas duas fórmulas para calcular o sinal total de entrada produzido pelas diferenças indesejadas nos transistores. Em seguida, você pode multiplicar por A para obter a tensão total de compensação de saída.

Anulando a Tensão de Compensação (*Offset*) de Saída

Podemos anular ou eliminar a tensão de compensação de saída aplicando uma pequena tensão *cc* na entrada, que é dada por

$$v_{in} = \frac{v_{out}}{A} \tag{17.17}$$

Nessa equação, v_{out} é a tensão total de compensação de saída produzida por todas as causas. Se dividirmos isso pelo ganho de tensão do amp dif, obteremos a tensão de entrada necessária para eliminar a tensão de compensação de saída. Alguns amps dif e amps op são projetados com um potenciômetro que lhes permite ajustar a tensão de entrada, que elimina a tensão de compensação de saída.

Exemplo 17.10

Na Figura 17.18, qual a tensão de compensação de saída se $I_{in(bias)}$ = 80 nA e $I_{in(offset)}$ = 20 nA?

Solução

Admita que as curvas I_C *versus* V_{BE} sejam idênticas. Isto não significa que os dois valores de β_{cc} sejam os mesmos. As diferenças nos valores de V_{BE} e de β_{cc} são dois problemas independentes. Nesse exemplo, estamos admitindo que existe diferença apenas em β_{cc}.

Quando os dois resistores de base são iguais, podemos utilizar a Equação (17.13) para calcular a tensão de entrada:

$$v_{in} = (20\text{ nA})(100\text{ k}\Omega) = 2\text{ mV}$$

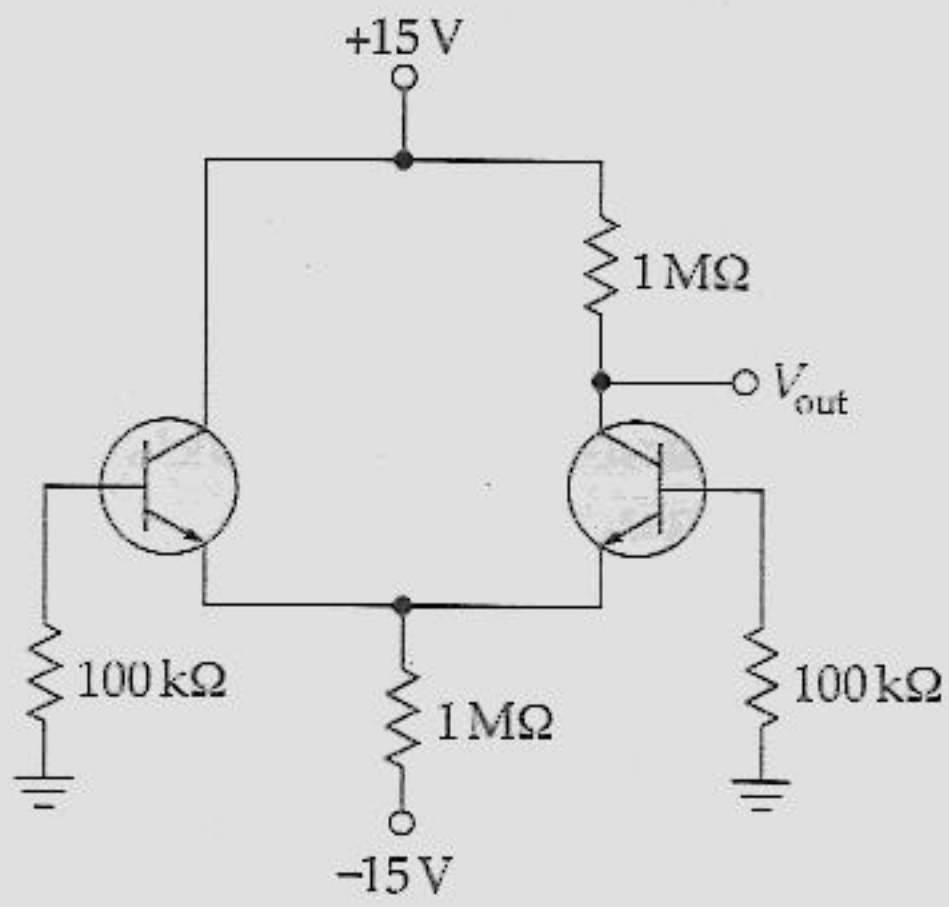


Figura 17.18 Exemplo.

Como o ganho de tensão é 150 (encontrado no Exemplo 17.8), a tensão de compensação de saída é

$$v_{out} = 150(2\text{ mV}) = 0{,}3\text{ V}$$

A tensão de saída ideal é de 7,5 V (encontrada no Exemplo 17.4). Isto significa que a tensão total de saída é de 7,5 V ± 0,3 V, dependendo de qual das duas correntes de base seja a maior.

Exemplo 17.11

Na Figura 17.18, os dois resistores de base têm uma tolerância de ± 10%. Qual a tensão de compensação de saída se $I_{in(bias)} = 80$ nA e $I_{in(offset)} = 20$ nA?

Solução

No Exemplo 17.7 calculamos as correntes de base e encontramos os dois piores casos possíveis:

$$I_{B1} = 70\text{ nA e } I_{B2} = 90\text{ nA}$$

ou

$$I_{B1} = 90\text{ nA e } I_{B2} = 70\text{ nA}$$

Os dois piores casos possíveis para os resistores são:

$$R_{B1} = 90\text{ k}\Omega \text{ e } R_{B2} = 110\text{ k}\Omega$$

ou

$$R_{B1} = 110\ \text{k}\Omega \text{ e } R_{B2} = 90\ \text{k}\Omega$$

A tensão de entrada é dada pela Equação (17.14):

$$v_{in} = I_{B1} R_{B1} - I_{B2} R_{B2}$$

Na produção em massa, você tem de estar preparado para a pior de todas as possibilidades, porque mais cedo ou mais tarde ela aparecerá. Nesse caso, a maior tensão positiva de entrada será

$$v_{in} = (90\ \text{nA})(110\ \text{k}\Omega) - (70\ \text{nA})(90\ \text{k}\Omega) = 3{,}6\ \text{mV}$$

No outro extremo, a maior tensão negativa de entrada será

$$v_{in} = (70\ \text{nA})(90\ \text{k}\Omega) - (90\ \text{nA})(110\ \text{k}\Omega) = -3{,}6\ \text{mV}$$

A tensão de compensação de saída será

$$v_{out} = 150(\pm 3{,}6\ \text{mV}) = \pm 0{,}54\ \text{V}$$

Exemplo 17.12

Repita o exemplo anterior. Desta vez inclua $DV_{BE} = \pm\ 2$ mV.

Solução

Tudo o que temos a fazer é somar ou subtrair ΔV_{BE} na situação de pior caso possível. Como a tensão positiva máxima de entrada foi de 3,6 mV, a tensão total indesejada de entrada pode ser tão grande quanto

$$v_{in} = 3{,}6\ \text{mV} + 2\ \text{mV} = 5{,}6\ \text{mV}$$

Por meio de um argumento similar, o valor negativo máximo é de – 5,6 mV. A tensão de compensação de saída total é

$$v_{out} = 150(\pm 5{,}6\ \text{mV}) = \pm 0{,}84\ \text{V}$$

Para anular essa tensão de saída indesejada, podemos aplicar uma tensão individual de entrada. Como a tensão total indesejada de entrada é de ± 5,6 mV, precisamos de uma tensão *cc* individual de entrada de mesma magnitude, porém de fase oposta. Na produção em massa, seria necessário um ajuste que produzisse uma tensão de saída na faixa de – 5,6 mV a +5,6 mV.

17.6 GANHO EM MODO COMUM

Admita que os transistores da Figura 17.19*a* sejam idênticos, de maneira que não haja tensão de compensação de saída. Observe que a mesma tensão de entrada, $v_{in(CM)}$, é aplicada em cada base. Essa tensão é chamada de sinal em modo comum. Idealmente, não haverá tensão *ca* de saída em um sinal de entrada em modo comum, pois a tensão entre as bases é zero. Em uma segunda aproximação, todavia, haverá um pequeno sinal *ca* de saída.

Na Figura 17.19*a*, tensões iguais são aplicadas nas entradas inversora e não-inversora. Ninguém utilizaria deliberadamente um amp dif dessa forma porque a tensão de saída seria idealmente zero. Então, por que o estamos incomodando com essa possibilidade? Devido ao fato de a maior parte da estática, da interferência e de outros tipos de sinais indesejáveis captados estar em modo comum. O que acontece é o seguinte: os fios de conexão nas entradas das bases funcionam como pequenas antenas. Se o amp dif operar em um ambiente com muita interferência eletromagnética, cada base funcionará como uma pequena antena e captará uma tensão de sinal indesejado. Como você verá, uma das razões de o amp dif ser tão popular é porque ele discrimina os sinais em modo comum. Em outras palavras, um amp dif "recusa-se" a amplificar sinais em modo comum. Por isso, não há muita interferência indesejada na saída.

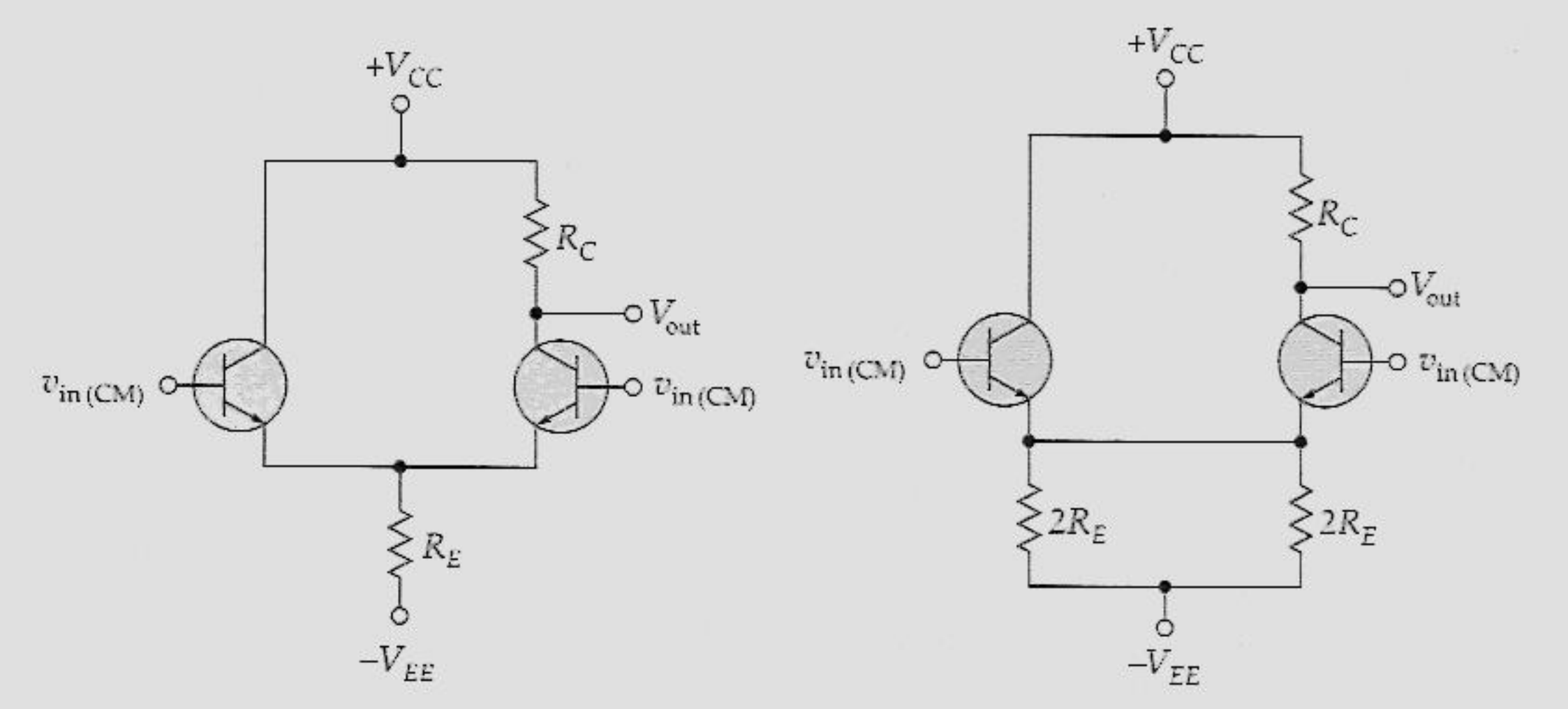


Figura 17.19 Ganho em modo comum.

Nada nos impede de redesenharmos o circuito como mostra o circuito da Figura 17.19*b*. Nesse circuito equivalente, as duas resistências de $2R_E$, em paralelo, produzem uma resistência equivalente de R_E. Portanto, esse circuito equivalente não

afeta a tensão de saída. Na Figura 17.19*b*, uma tensão igual a $v_{in(CM)}$ aciona simultaneamente as duas entradas. Admitindo transistores idênticos, as tensões iguais de base produzem correntes iguais de emissor. Essas correntes iguais de emissor circulam através dos resistores de emissor produzindo o mesmo valor de tensão nesses resistores.

Como as duas correntes de emissor são iguais, não há corrente através do fio que interliga os emissores. Portanto, podemos remover este fio, como mostra a Figura 17.20*a*, sem alterar quaisquer correntes ou tensões. Até que um sinal de entrada em modo comum seja significativo, o circuito funciona da mesma forma com ou sem o fio de conexão.

Para obter o circuito equivalente *ca*, podemos reduzir as duas tensões de alimentação a zero, que é equivalente a aterrar cada ponto de alimentação. Substituindo os transistores pelos seus circuitos equivalentes *ca*, obtemos o circuito equivalente *ca* da Figura 17.20*b*. Eis o que ele significa: quando um sinal em modo comum alimenta um amp dif, uma grande resistência sem desvio aparece no circuito equivalente *ca*. A realimentação negativa no emissor torna-se muito grande, como em um amplificador EC *linearizado*. Portanto, o ganho de tensão para um sinal em modo comum é

$$\frac{v_{out}}{v_{in(CM)}} = \frac{R_C}{r'_e + 2R_E}$$

Como R_E é sempre muito maior do que r'_e, podemos aproximar o ganho de tensão em modo comum como sendo

$$A_{CM} = \frac{R_C}{2R_E} \tag{17.18}$$

Essa equação diz que o ganho de tensão em modo comum é muito pequeno.

Para diferenciar o ganho de tensão comum, discutido anteriormente, do ganho de tensão em modo comum, nos referiremos algumas vezes ao ganho de tensão comum como ganho de tensão *diferencial*, na qual a palavra *diferencial* nos lembra que estamos falando da amplificação da diferença de tensão das duas bases. Em outras palavras, A significa ganho de tensão diferencial e A_{CM} significa ganho de tensão em modo comum.

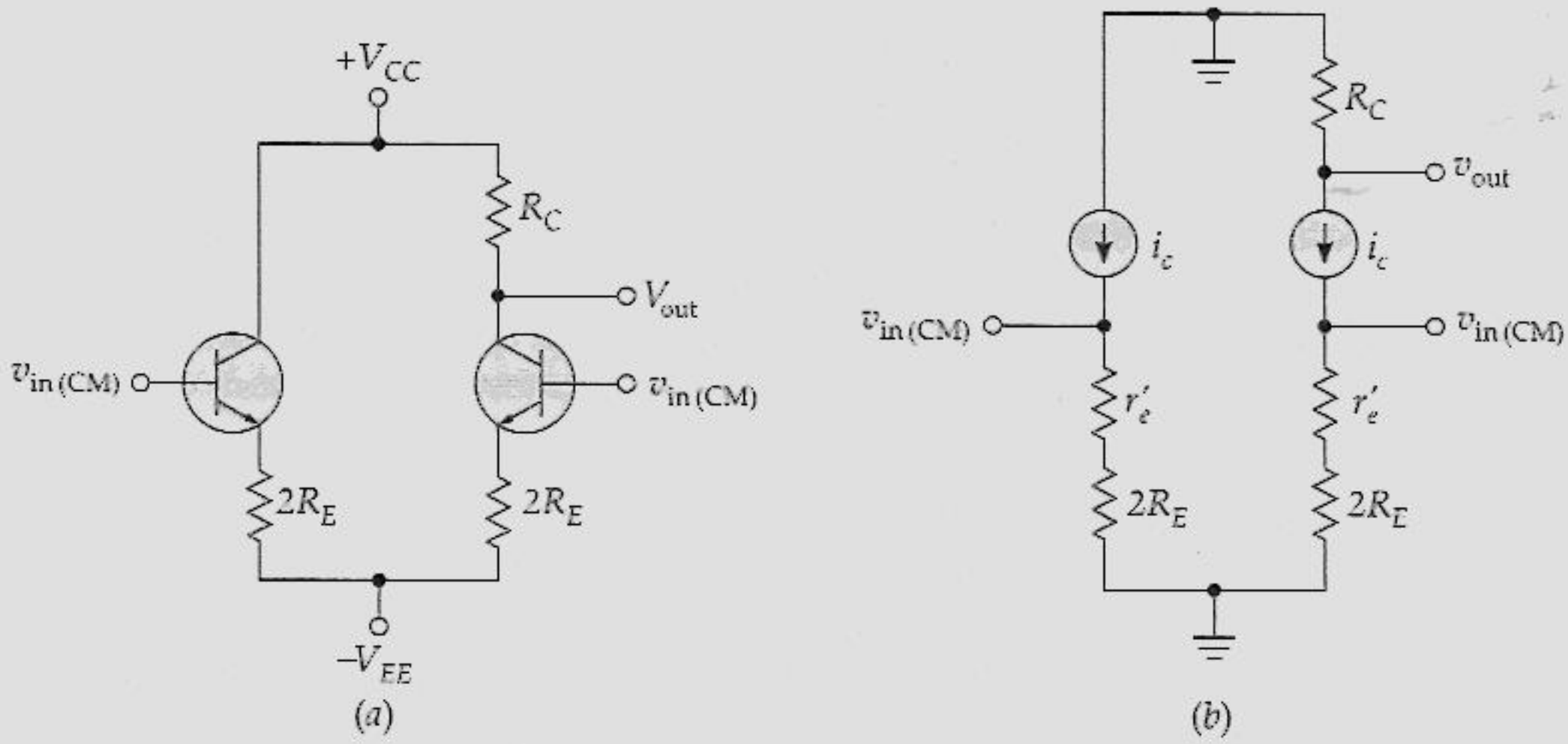


Figura 17.20 Circuito equivalente para o modo comum.

Razão de Rejeição em Modo Comum

As folhas de dados fornecem o valor da *razão de rejeição em modo comum* (CMRR – *common-mode rejection ratio*). Essa grandeza é definida como a razão do ganho de tensão diferencial pelo ganho de tensão em modo comum. Algebricamente,

$$\text{CMRR} = \frac{A}{A_{\text{CM}}} \tag{17.19}$$

Se um amp dif fosse perfeito, a CMRR seria infinita porque A_{CM} seria zero. As folhas de dados muitas vezes especificam a CMRR em decibéis, utilizando a seguinte fórmula para a conversão em decibel:

$$\text{CMRR}' = 20 \log \text{CMRR} \tag{17.20}$$

As folhas de dados geralmente fornecem os valores de A e CMRR′, porém não fornecem os valores de A_{CM}. Se você alguma vez precisar do valor de A_{CM}, você pode reorganizar a Equação (17.19) da seguinte forma:

$$A_{\text{CM}} = \frac{A}{\text{CMRR}} \tag{17.21}$$

Dado o valor de CMRR′ nas folhas de dados, podemos calcular o valor de CMRR. Em seguida podemos dividir A por CMRR para obter A_{CM}.

Exemplo 17.13

Na Figura 17.21, qual o ganho de tensão em modo comum? Qual a tensão de saída?

Solução

Por estar sendo aplicado 1 mV nas duas bases, temos um sinal de entrada em modo comum. Podemos encontrar o ganho de tensão de modo comum como mostrado a seguir. Divida mentalmente o resistor de cauda em dois resistores de emissor separados de 2 MΩ cada um. Logo, você pode ver que o transistor da direita tem uma resistência de linearização de 2 MΩ. Como em um amplificador linearizado, ele tem um ganho de tensão de

$$A_{CM} = \frac{1\ \text{M}\Omega}{2\ \text{M}\Omega} = 0{,}5$$

Você pode obter o mesmo resultado substituindo diretamente na Equação (17.18).

A tensão de saída é igual a

$$v_{out} = 0{,}5(1\ \text{mV}) = 0{,}5\ \text{mV}$$

O amp dif não amplifica o sinal em modo comum. Neste caso, temos uma *atenuação* em vez de um ganho de tensão. (Atenuação significa diminuição do sinal e equivale a um ganho de tensão menor do que 1.)

Exemplo 17.14

Na Figura 17.22, os terminais de base captam um sinal indesejado em modo comum de 1 mV. Um sinal desejado de entrada, v_{in}, também aciona o amp dif. Qual a tensão de saída na Figura 17.22 se a tensão desejada de entrada também é de 1 mV?

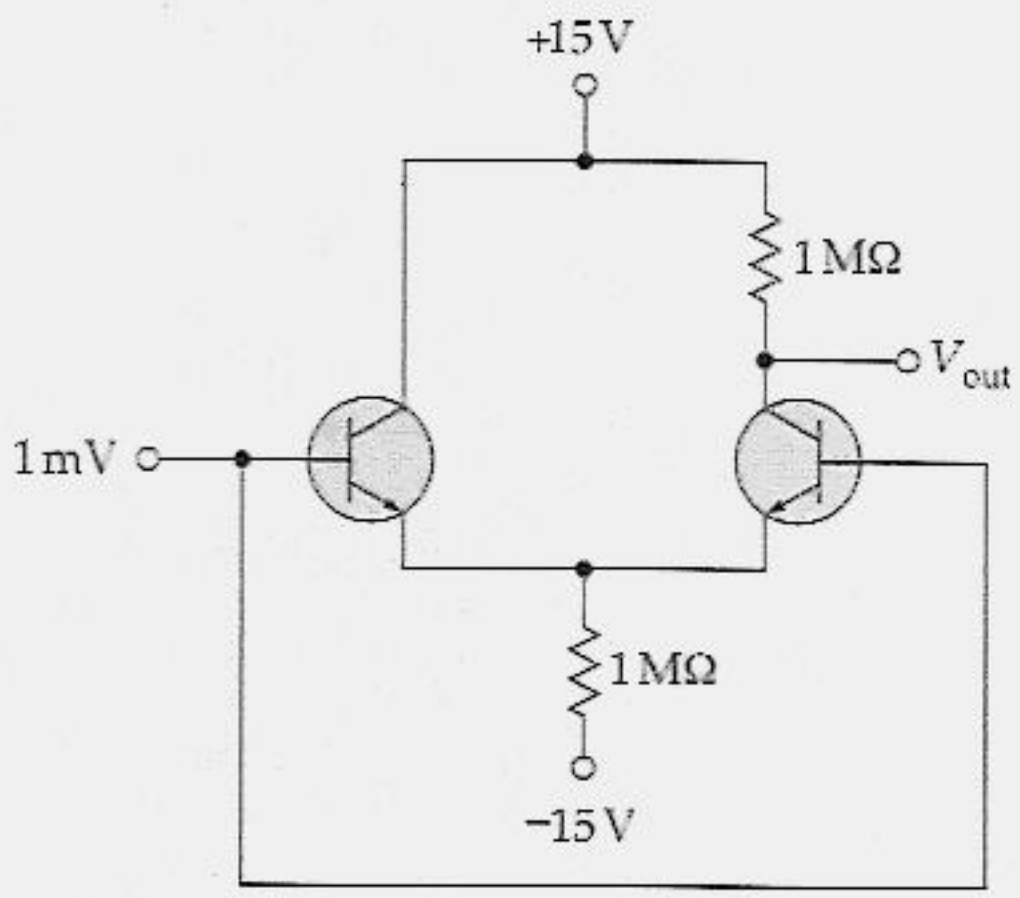


Figura 17.21 Exemplo.

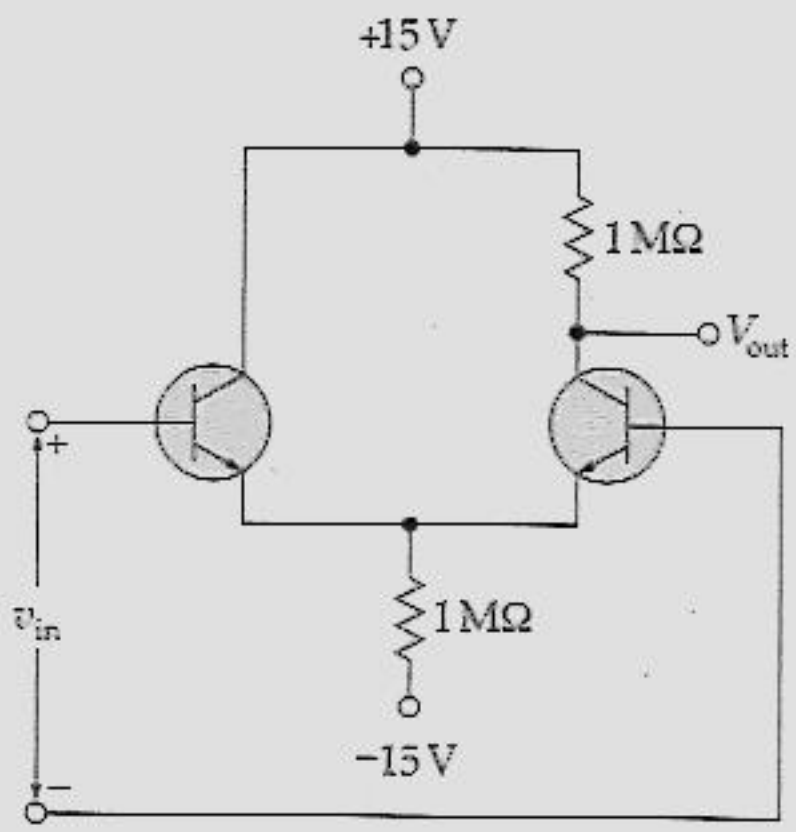


Figura 17.22 Exemplo.

Solução

A primeira coisa a perceber é que temos dois sinais iguais: um sinal desejado, v_{in}, e um sinal indesejado, $v_{in(CM)}$. Cada um dos sinais tem um valor de 1 mV. O sinal indesejado, $v_{in(CM)}$, é induzido eletromagneticamente nos terminais de base. Devido aos terminais de base estarem em série com v_{in}, o sinal em modo comum é *somado* ao sinal desejado. O sinal total de entrada do amp dif é

$$v_{in(total)} = v_{in} + v_{in(CM)}$$

Cada componente desse sinal de entrada é tratado diferentemente pelo amp dif. O sinal desejado é amplificado de um fator de A, porém o sinal indesejado é amplificado de um fator de A_{CM}. Esta é a razão por que a tensão *ca* de saída será

$$v_{out} = Av_{in} + A_{CM}v_{in(CM)}$$

Nos exemplos anteriores, encontramos $A = 150$ e $A_{CM} = 0{,}5$. Portanto, o primeiro termo na expressão de saída é muito maior do que o segundo. Eis os cálculos:

$$Av_{in} = 150(1\text{ mV}) = 150\text{ mV}$$

e

$$A_{CM}v_{in(CM)} = 0{,}5(1\text{ mV}) = 0{,}5\text{ mV}$$

A saída desejada é 150 mV *versus* uma saída indesejada de 0,5 mV, apesar do fato de que os dois sinais eram iguais na entrada do amp dif. Este é o motivo pelo qual o amp dif é muito popular entre os engenheiros. Eles sabem que o amp dif faz distinção entre o sinal desejado de entrada e o sinal em modo comum, que é captado a partir de radiações eletromagnéticas parasitas. Essa é uma vantagem clara sobre o amplificador EC comum, que amplifica um sinal parasita captado da mesma forma que amplifica um sinal desejado.

Exemplo 17.15

Qual a razão em rejeição em modo comum na Figura 17.22? Expresse a resposta em decibel.

Solução

A partir dos exemplos anteriores, já sabemos que $A = 150$ e $A_{CM} = 0{,}5$. Portanto, a razão de rejeição em modo comum é

$$\text{CMRR} = \frac{150}{0{,}5} = 300$$

e o valor em decibel equivalente é

$$\text{CMRR}' = 20 \log 300 = 49{,}5 \text{ dB}$$

Exemplo 17.16

As folhas de dados de um amp op fornecem esses valores típicos: $A = 200.000$ e CMRR′ = 90 dB. Qual o ganho de tensão em modo comum?

Solução

Primeiro, obtenha o valor de CMRR. Qual o significado de 90 dB? Sabemos que cada 20 dB representa um fator de 10. Portanto, 80 dB significam 10.000. Some mais 6 dB para obter 86 dB e 20.000. Some mais 6 dB para obter 92 dB e 40.000. Portanto, a CMRR está entre 20.000 e 40.000. Vamos estimá-la em 30.000.

Eis como obter a resposta exata: como

$$90 \text{ dB} = 20 \log \text{CMRR}$$

podemos resolver em termos do antilogaritmo da seguinte forma:

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

Caso você queira fazer a operação em uma calculadora, entre com 90 e divida por 20. Em seguida tire o logaritmo inverso para obter a resposta.

O ganho de tensão em modo comum será

$$A_{CM} = \frac{200.000}{31.623} = 6{,}32$$

Isso lhe dá uma idéia de quanto um amp op rejeita sinais em modo comum. O sinal desejado é amplificado de um fator de 20.000, enquanto um sinal em modo comum é amplificado por apenas 6,32. Se um sinal desejado de entrada e um sinal em modo comum de entrada são cada um de 1 μV na entrada do amp op, eles terão valores de 200 mV e 6,32 μV na saída do amp op.

TÓPICOS OPCIONAIS

17.7 O ESPELHO DE CORRENTE

Há uma forma de melhorar o amp dif, uma forma de aumentar o seu ganho de tensão e a razão de rejeição em modo comum. Na Figura 17.23*a* a corrente através do resistor é dada por

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \tag{17.22}$$

Admita que o diodo externo e o diodo-emissor tenham curvas idênticas de corrente *versus* tensão. Como o diodo externo e o diodo-emissor estão em paralelo, eles têm tensões iguais. E como as suas curvas são idênticas, eles têm correntes iguais. Isto significa que a corrente de coletor do transistor é igual à corrente através do diodo.

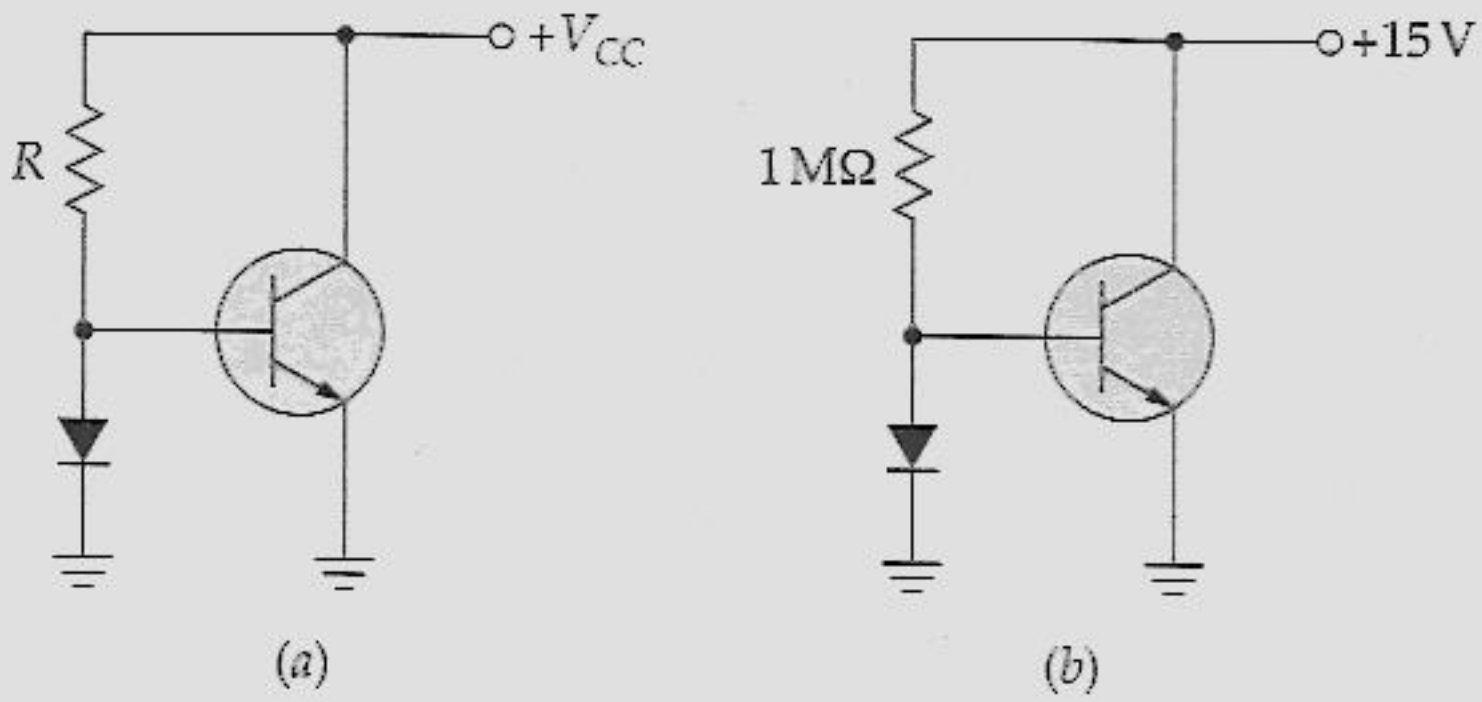


Figura 17.23 O espelho de corrente.

A corrente através do diodo é a diferença entre a corrente no resistor e a corrente de base:

$$I_D = I_R - I_B$$

Como $I_C = I_D$ para diodos casados, podemos escrever

$$I_C = I_R - I_B$$

Devido à corrente de base ser muito menor do que a corrente de coletor, podemos fazer a seguinte aproximação:

$$I_C = I_R \tag{17.23}$$

Essa aproximação tem precisão dentro de 1% quando β_{cc} for maior do que 100.

A Equação (17.23) é ilusoriamente simples mas de importância enorme. Por quê? Porque ela diz que a corrente de coletor é igual à corrente do resistor. Um circuito como o da Figura 17.23*a* é chamado de *espelho de corrente* porque a corrente do coletor é um reflexo da corrente através do resistor, quase como uma imagem de espelho. Isto significa que podemos construir uma fonte de corrente com valor de I_R.

Há um problema aqui. É quase impossível, com circuitos discretos, encontrar um diodo que case exatamente com o diodo-emissor. Porém, esse não é o caso dos circuitos integrados. Com os circuitos integrados, é possível tornar bem próximas as curvas tensão-corrente de um diodo comum e do diodo-emissor. Este é o motivo pelo qual o espelho de corrente é raramente utilizado em circuitos discretos, mas largamente utilizado em circuitos integrados. Sempre que você vê um espelho de corrente sendo utilizado em um circuito integrado, lembre-se dessa idéia básica: a corrente de coletor é igual à corrente através do resistor, qualquer que seja ela.

Uma questão final: o diodo externo é muitas vezes chamado de *diodo de compensação* porque ele compensa automaticamente variações na temperatura. Quando dizemos que as curvas dos diodos são casadas, queremos dizer que elas são iguais para todas as temperaturas como também para as tensões. Quando a temperatura aumentar, a tensão através do diodo-emissor diminuirá aproximadamente 2 mV por grau. Como a tensão através do diodo de compensação também diminuirá de 2 mV por grau, a corrente de coletor apresentará uma pequena variação com o aumento de temperatura.

Exemplo 17.17

Qual a corrente de coletor no circuito da Figura 17.23*b*?

Solução

Como V_{CC} é muito maior do que V_{BE}, podemos aproximar para 15 V o valor da tensão através do resistor de 1 MΩ. Logo, a corrente ideal através do resistor será

$$I_R = \frac{15\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 15\ \mu\text{A}$$

Esse é o valor aproximado da corrente através do diodo. E é também o valor da corrente de coletor.

A propósito, uma resposta mais precisa inclui a queda de tensão V_{BE}, como é mostrado a seguir:

$$I_R = \frac{15\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 14{,}3\ \mu\text{A}$$

Isso é apenas 5% mais preciso que a resposta ideal. A menos que você esteja projetando um circuito, utilize a resposta ideal.

17.8 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL COM ESPELHOS DE CORRENTE

Em um amplificador diferencial com emissor polarizado, o ganho de tensão diferencial é

$$A = \frac{R_C}{2r'_e}$$

e o ganho de tensão em modo comum é

$$A_{CM} = \frac{R_C}{2R_E}$$

Dividindo A por A_{CM}, temos a razão de rejeição em modo comum:

$$\text{CMRR} = \frac{R_C/2r'_e}{R_C/2R_E} = \frac{R_E}{r'_e}$$

A partir disso, está claro que quanto maior fizermos R_E, melhor será a CMRR.

Fonte de Corrente Fornecendo a Corrente de Cauda

Uma forma de obter um valor equivalente de R_E bastante alto é utilizar um espelho de corrente para produzir a corrente de cauda, como mostra a Figura 17.24. Isso é típico para o primeiro estágio de um CI amp op. Aqui você vê um espelho de corrente acionando os emissores de um amp dif. A corrente através de Q_3 é dada por

$$I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R} \tag{17.24}$$

Esse é o valor da corrente de cauda produzida por Q_4. Como Q_4 funciona como uma fonte de corrente, ele parece ter idealmente uma impedância infinita. Na realidade, isto significa que o valor equivalente de R_E de um amp dif é de dezenas de megaohms e a CMRR é sensivelmente melhorada.

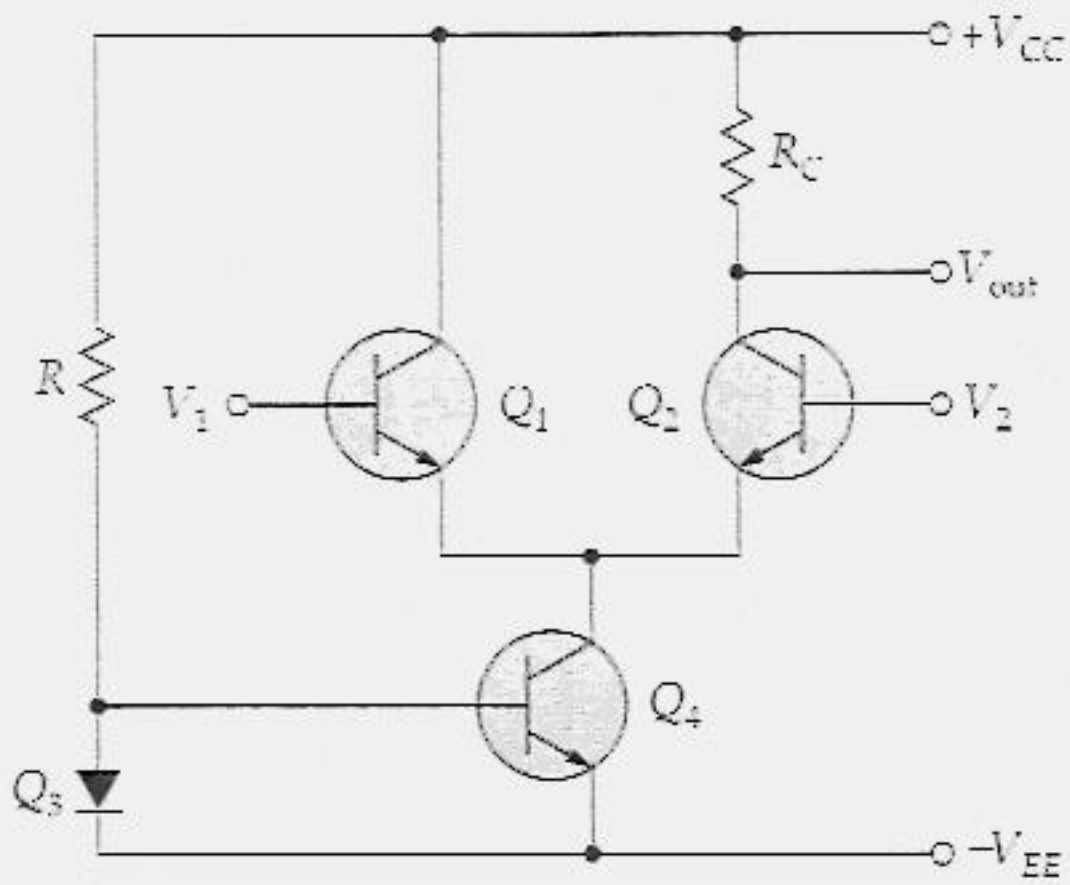


Figura 17.24 O espelho de corrente fornece a corrente de cauda.

Carga Ativa

Anteriormente, deduzimos o ganho de tensão diferencial:

$$A = \frac{R_C}{2r'_e}$$

Quanto maior R_C, maior o ganho de tensão diferencial. Porém temos de ser cuidadosos. Um R_C muito grande irá saturar o transistor da direita. Como regra, o projetista seleciona um R_C para obter uma tensão quiescente que seja metade de V_{CC}. Por exemplo, se a tensão de alimentação do coletor for de +15 V, então R_C será escolhido para obtermos um V_C de 7,5 V. Isto limita o tamanho de R_C para uma dada corrente de coletor, que equivale à limitação no ganho de tensão.

Uma forma de contornar o problema é utilizando uma carga ativa. A Figura 17.25 mostra um espelho de corrente usado como um resistor de carga. Como Q_5 funciona como um diodo de compensação, ele tem uma impedância muito baixa e a carga em Q_1 ainda se apresenta quase que como um curto-circuito *ca*. Por outro lado, Q_6 funciona como uma fonte de corrente *pnp*. Portanto, Q_2 vê um R_C equivalente que é idealmente infinito. Na realidade, o R_C equivalente é de dezenas de megaohms. Como resultado, o ganho de tensão diferencial é muito maior com uma carga ativa do que com um resistor comum. Uma carga ativa como essa é típica na maioria dos amps op.

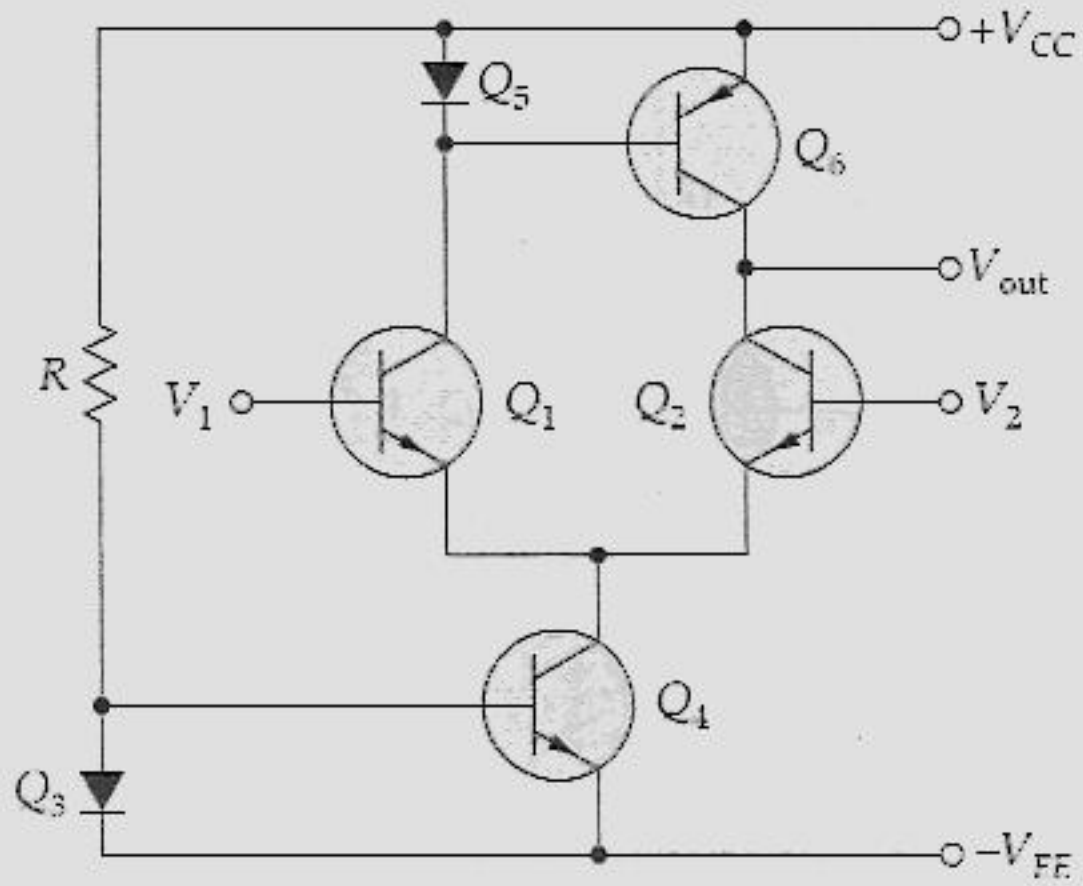


Figura 17.25 O espelho de corrente é uma carga ativa.

Exemplo 17.18

Na Figura 17.25, as tensões de alimentação são ± 15 V. Se R = 2 MΩ, qual a corrente no coletor de Q_2?

Solução

Admita que V_1 e V_2 sejam zero. Logo, a tensão na extremidade superior do resistor é +15 V. Se desconsiderarmos o 0,7 V através do diodo de compensação, a tensão na extremidade inferior do resistor será de – 15 V. Isto significa uma tensão total de 30 V através do resistor. Pela lei de Ohm, a corrente através do resistor é

$$I_R = \frac{30\ \text{V}}{2\ \text{M}\Omega} = 15\ \mu\text{A}$$

Esse é o valor da corrente de cauda. Em outras palavras, Q_4 funciona como uma fonte de corrente que produz uma corrente de cauda de 15 μA.

Por causa de Q_1 e Q_2 serem idênticos, a corrente de cauda se divide igualmente com 7,5 μA nos coletores de Q_1 e Q_2. Os 7,5 μA de Q_1 circulam através do diodo de compensação, Q_5. A tensão através de Q_5 força Q_6 a produzir uma corrente de coletor de 7,5 μA. Mas 7,5 μA é exatamete o valor que Q_2 produz. Nesse momento, você pode ver por que Q_6 tem de ser um transistor *pnp*. A corrente convencional circula para fora do coletor de Q_6 descendo pelo coletor de Q_2. Se você preferir o sentido eletrônico, os elétrons fluem para fora do transistor Q_2 e entram pelo coletor de Q_6.

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 17.1 Circuitos Integrados

CIs monolíticos são circuitos completos em um único chip tais como amplificadores, reguladores de tensão e circuitos de computadores. Os CIs monolíticos geralmente têm dissipações de potência abaixo de 1 W. Para aplicações de potências maiores, podem ser utilizados CIs de filme fino, filme grosso e híbridos. SSI se refere a CIs com menos de 10 componentes integrados. MSI se refere a CIs com um número de componentes integrados entre 10 e 100 e LSI se refere a CIs com mais de 100 componentes integrados.

Seção 17.2 Amplificador Diferencial

O amplificador diferencial é o estágio de entrada típico de um amp op. Ele não tem capacitores de acoplamento ou de desvio, o que significa que ele é acoplado diretamente. Por isso, ele pode amplificar qualquer freqüência até a freqüência *cc*, que equivale a um sinal *ca* de freqüência zero. A corrente de cauda em um amp dif se divide igualmente entre os transistores quando eles são idênticos.

Seção 17.3 Características das Duas Entradas

Quando os dois transistores de um amp dif não são idênticos, as duas correntes de base são diferentes. A corrente de compensação de entrada é definida como a diferença entre as duas correntes de base. A corrente de polarização de entrada é definida como a média entre as duas correntes de base. As folhas de dados fornecem $I_{in(offset)}$ e $I_{in(bias)}$.

Seção 17.4 Análise *ca* de um Amp Dif

Devido à corrente de cauda ser idealmente constante, um aumento na corrente de emissor de um dos transistores produz uma diminuição na corrente de emissor do outro transistor. A tensão *ca* de entrada entre as duas bases aparece sobre $2r'_e$. Por isso, o ganho de tensão de um amp dif é $R_C/2r'_e$ e a impedância de entrada é $2\beta r'_e$.

Seção 17.5 Tensão de Compensação (*Offset*) de Saída

A tensão de compensação (*offset*) de saída é qualquer desvio ou variação a partir da tensão ideal de saída. As duas causas da tensão de compensação de saída são as diferenças nos valores de V_{BE} e nos valores de β_{cc}. Cada uma dessas causas independentes produz a tensão indesejada de entrada equivalente. O amp dif amplifica esses sinais indesejados de entrada gerando a tensão de compensação de saída. Uma forma de anular a tensão de compensação de saída é aplicar uma tensão de entrada de mesma magnitude que a tensão indesejada de entrada, porém com a fase oposta.

Seção 17.6 Ganho em Modo Comum

A captação indesejada de sinais pode produzir a mesma tensão em cada base. O amp dif rejeita essa tensão indesejada porque ele tem um baixo ganho de tensão para sinais em modo comum. A ra-

zão de rejeição em modo comum é o ganho de tensão diferencial dividido pelo ganho de tensão em modo comum. Quanto maior for a CMRR, melhor.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 17.1 Corrente de Cauda

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E}$$

Isso não é nada mais do que a lei de Ohm aplicada ao resistor de cauda de um amp dif. Ela é uma aproximação porque considera que toda a tensão de alimentação V_{EE} esteja sobre o resistor de cauda. Você pode subtrair 0,7 V se desejar melhorar ligeiramente a resposta.

Equação 17.4 Corrente de Compensação (*Offset*) de Entrada

$$I_{in(off)} = I_{B1} - I_{B2}$$

Essa é a equação de definição da corrente de compensação (*offset*) de entrada. Ela diz que a corrente de compensação de entrada é a diferença entre as duas correntes de base. Essa diferença indica o quanto são diferentes os valores de β_{cc}. Quando um amp dif é perfeito, a corrente de compensação de entrada é zero.

Equação 17.5 Corrente de Polarização (*Bias*) de Entrada

$$I_{in(bias)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Essa é a equação de definição da corrente de polarização (*bias*) de entrada. Ela diz que a corrente de polarização de entrada é o valor médio entre as duas correntes de base.

Equação 17.8 Ganho de Tensão do Amp Dif

$$A = \frac{R_C}{2r'_e}$$

O ganho de tensão de um amp dif é igual à resistência *ca* de coletor dividida pelo dobro da resistência *ca* do diodo-emissor. Esse ganho de tensão é a metade do ganho de um amplificador EC similar. O fator 2 existe porque a tensão *ca* de entrada aparece através de dois r'_e em série.

Equação 17.9 Impedância de Entrada do Amp Dif

$$z_{in} = 2\beta r'_e$$

A impedândia de entrada de um amp dif é igual a duas vezes o ganho de corrente *ca* vezes a resistência *ca* do diodo-emissor. Como a tensão *ca* de entrada aparece através de $2r'_e$, a impedância de entrada é aumentada de β quando vista a partir dos terminais de base.

Equações 17.15 e 17.16 Tensão Total Indesejada de Entrada

$$v_{in} = \pm\Delta V_{BE} + I_{B1}R_{B1} - I_{B2}R_{B2}$$

Existe uma tensão de entrada falsa produzida pelas diferenças nos transistores. Ela tem dois componentes. Primeiro, existem as diferenças nos dois valores de V_{BE}. Segundo, existem as diferenças nas duas tensões de base. A tensão indesejada de entrada é amplificada produzindo a tensão de compensação de saída.

Equação 17.19 Razão de Rejeição em Modo Comum

$$\text{CMRR} = \frac{A}{A_{CM}}$$

Esse é um número grande porque ele é igual ao ganho de tensão diferencial dividido pelo ganho de tensão em modo comum. O valor indica efetivamente o quanto um amp dif ou amp op rejeita um sinal em modo comum.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. CIs monolíticos são
   a) Formas de circuitos discretos
   b) CIs em um único chip
   c) Combinações de circuitos de filme fino e de filme grosso
   d) Também chamados de CIs híbridos

2. O amp op pode amplificar
   a) Apenas sinais *ca*
   b) Apenas sinais *cc*
   c) Sinais *ca* e *cc*
   d) Nenhum dos dois tipos

3. Componentes são soldados juntos em
   a) Circuitos discretos
   b) Circuitos integrados
   c) SSI
   d) CIs monolíticos

4. A corrente de cauda de um amp dif é
   a) Metade da corrente de cada coletor
   b) Igual à corrente de cada coletor
   c) Duas vezes a corrente de cada coletor
   d) Igual à diferença das correntes de base

5. A tensão na extremidade superior do resistor de cauda está mais próxima de(a)
   a) Tensão de alimentação do coletor
   b) Zero
   c) Tensão de alimentação do emissor
   d) 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 pelo ganho de corrente

8. O ganho de tensão diferencial de um amp dif é igual a R_C 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) β *c*) R_E
   b) R_C *d*) 2β

10. Um sinal *cc* tem uma freqüência de
   a) 0 *c*) 0 a acima de 1 MHz
   b) 60 Hz *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) Pode existir uma tensão de compensação de saída
d) A tensão *ca* de saída é zero

12. Uma das causas da tensão de compensação de saída é
a) A corrente de polarização de entrada
b) A diferença nas curvas do diodo-emissor
c) A corrente de cauda
d) O ganho de tensão em modo comum

13. Um sinal em modo comum é aplicado à
a) Entrada não-inversora
b) Entrada inversora
c) Ambas as entradas
d) Extremidade superior do resistor de cauda

14. O ganho de tensão em modo comum é
a) Menor do que o ganho de tensão diferencial
b) Igual ao ganho de tensão diferencial
c) Maior do que o ganho diferencial
d) Nenhuma das alternativas acima

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 linearizado

16. A cauda de um amp dif funciona como um(a)
a) Bateria *c*) Transistor
b) Fonte de corrente *d*) Diodo

17. O ganho de tensão em modo comum de um amp dif é igual a R_C divido por
a) r'_e *c*) $r'_e/2$
b) $r'_e/2$ *d*) $2R_E$

18. Quando as duas bases de um amp dif são aterradas, a tensão através de cada diodo-emissor é
a) Zero *c*) A mesma
b) 0,7 V *d*) Alta

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 17.2 Amplificador Diferencial

17.1 Na Figura 17.26, os transistores são idênticos com $\beta_{cc} = 200$. Qual a tensão de saída?

17.2 Quais são as tensões de base no circuito da Figura 17.26 se cada transistor tem $\beta_{cc} = 300$?

17.3 Na Figura 17.26, o transistor da esquerda tem $\beta_{cc} = 225$ e o transistor da direita tem $\beta_{cc} = 275$. Qual a tensão de base?

Seção 17.3 Características das Duas Entradas

17.4 Considere que as correntes de base sejam 70 e 50 nA. Qual a corrente de compensação de entrada? E a corrente de polarização de entrada?

17.5 As folhas de dados fornecem uma corrente de polarização de 20 nA e uma corrente de compensação de entrada de 3 nA. Quais as correntes de base?

17.6 Na Figura 17.26, o transistor da esqueda tem $\beta_{cc} = 180$ e o transistor da direita tem $\beta_{cc} = 220$. Qual a corrente de compensação de entrada? E a corrente de polarização de entrada?

17.7 Um amp dif utiliza JFETs em vez de transistores bipolares. A corrente de polarização de entrada é 20 pA e a corrente de compensação de entrada é 3 pA. Quais são as duas correntes de porta?

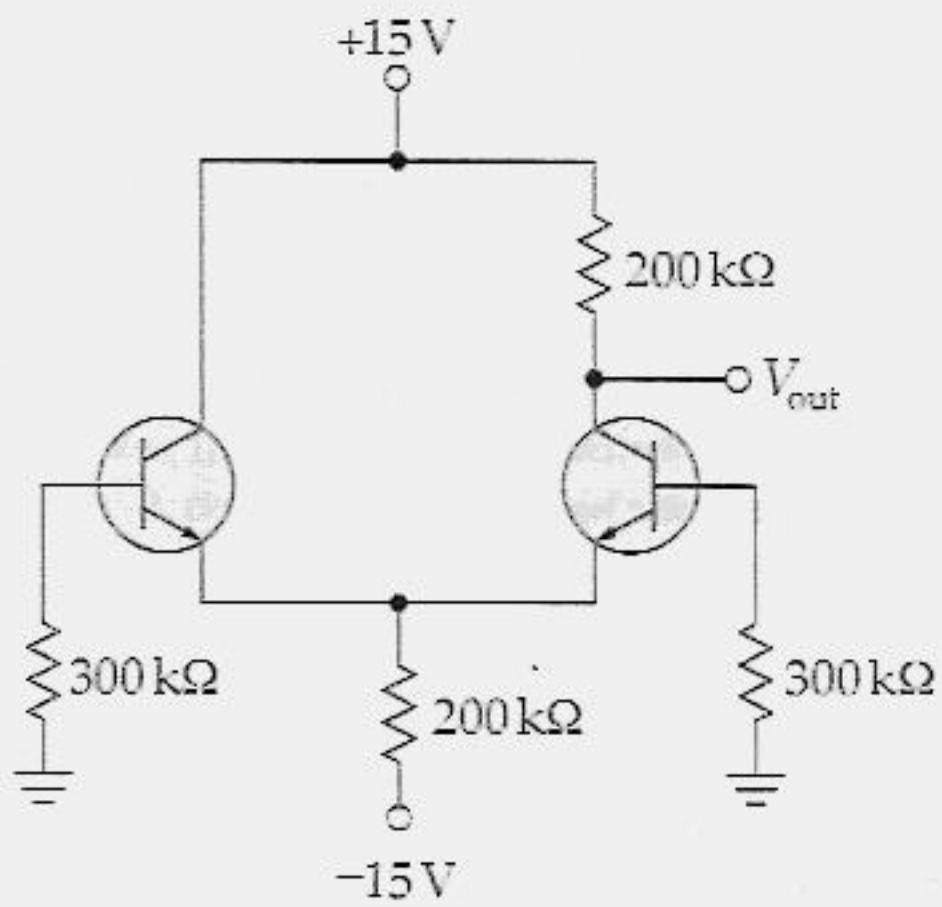


Figura 17.26

Seção 17.4 Análise *ca* de um Amp Dif

17.8 Na Figura 17.27, qual a V_{out} quando v_{in} = 0? E quando v_{in} = 2 mV? E quando v_{in} = − 2 mV?

17.9 Se β = 200, qual a impedância de entrada do circuito da Figura 17.27?

17.10 O resistor do circuito da Figura 17.27 tem uma tolerância de ± 10%. Qual o mínimo ganho de tensão? E o máximo?

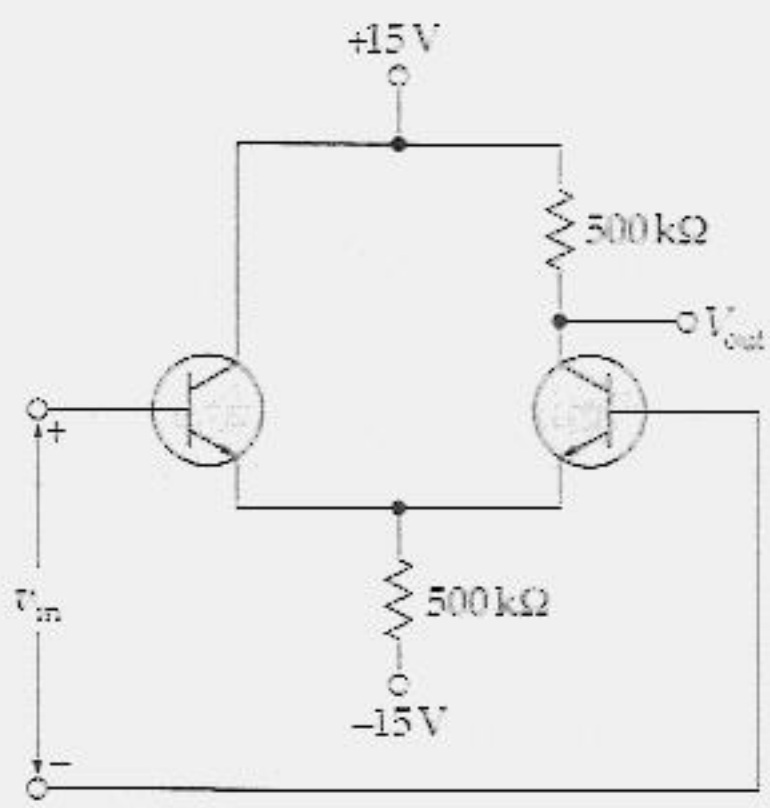


Figura 17.27

17.11 Se as tensões de alimentação do circuito da Figura 17.27 são aumentadas para ± 20 V, qual a V_{out} quando v_{in} = 0? E quando v_{in} = 2 mV? E quando v_{in} = − 2 mV?

Seção 17.5 Tensão de Compensação (*Offset*) de Saída

17.12 Na Figura 17.26, os transistores têm curvas V_{BE} idênticas, porém os valores de β_{cc} são diferentes. O transistor da esquerda tem β_{cc} = 175 e o transistor da direita tem β_{cc} = 225. Qual a tensão de compensação de saída?

17.13 O amp dif da Figura 17.26 tem uma corrente de polarização de entrada de 375 nA e uma corrente de compensação de entrada de 50 nA. Se as curvas de V_{BE} forem idênticas, qual a tensão de compensação de saída?

17.14 Repita o problema anterior, exceto pela seguinte razão: os resistores de base têm uma tolerância de ± 10%.

17.15 O amp dif da Figura 17.26 tem uma corrente de polarização de entrada de 200 nA e uma corrente de compensação de entrada de 20 nA. Se ΔV_{BE} = ± 3 mV, qual a tensão de compensação de saída?

Seção 17.6 Ganho em Modo Comum

17.16 Qual o ganho de tensão em modo comum do circuito da Figura 17.27? Se existir uma tensão em modo comum de 20 μV nas duas bases, qual o ganho de tensão em modo comum?

17.17 Na Figura 17.27, v_{in} = 2 mV e $v_{in(CM)}$ = 5 mV. Qual a tensão *ca* de saída?

17.18 Qual a razão de rejeição em modo comum do circuito da Figura 17.27? Expresse a resposta em decibéis.

17.19 As folhas de dados de um amp op fornecem $A = 100.000$ e CMRR = 80 dB. Qual o ganho de tensão em modo comum?

PROBLEMAS PARA ANÁLISE DE DEFEITOS

17.20 Alguém monta o amp dif da Figura 17.26 sem os resistores de base, de maneira que as duas bases ficam flutuando. Qual o valor da tensão de saída? Baseando-se na sua resposta anterior, o que um amp dif qualquer precisa para funcionar adequadamente?

17.21 Na Figura 17.26, um resistor de 20 kΩ é utilizado por engano no lugar do resistor superior de 200 kΩ. Qual o valor da tensão de saída?

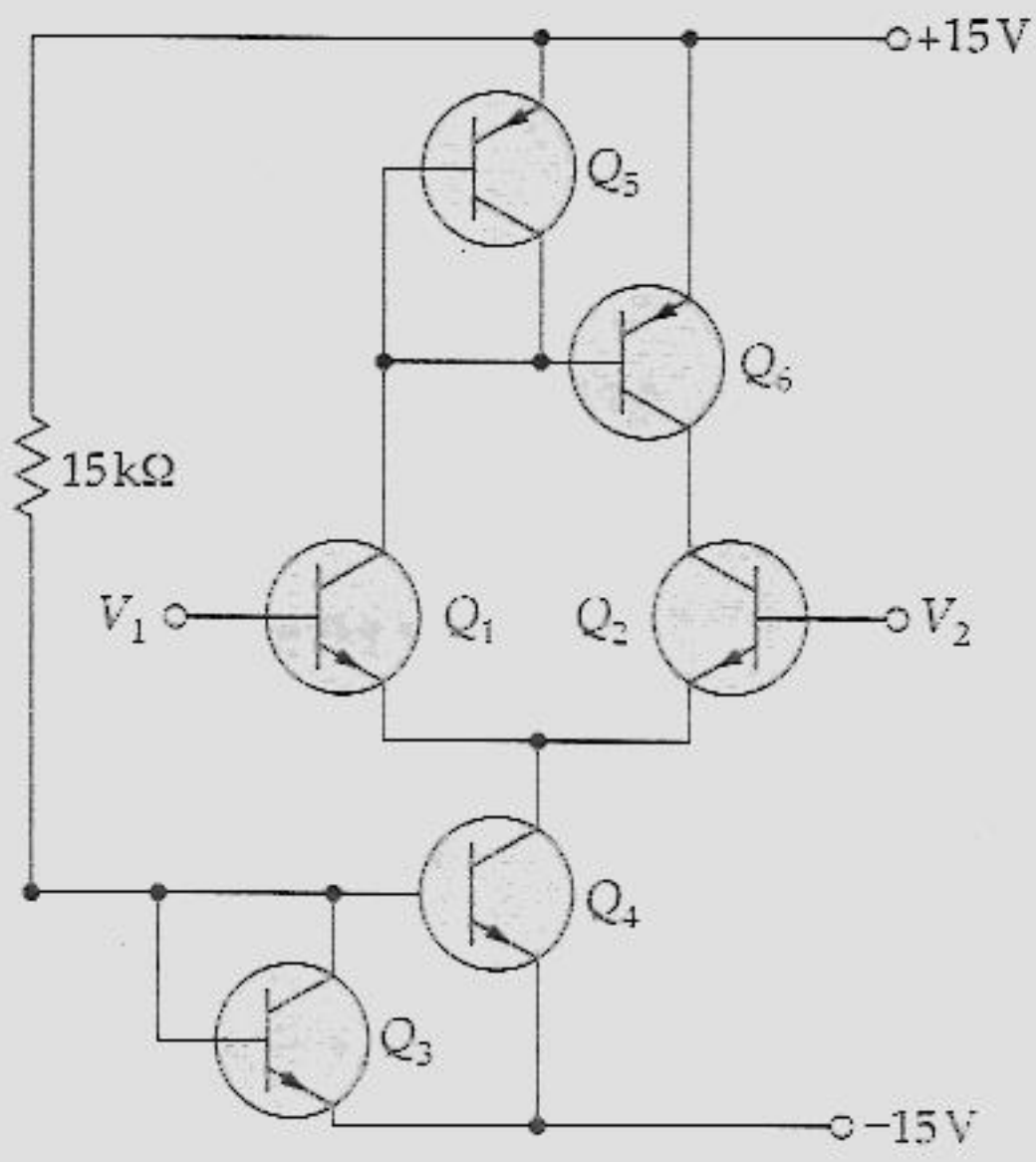


Figura 17.28

17.22 Na Figura 17.26, V_{out} é quase zero. A corrente de polarização de entrada é 80 nA. Qual das alternativas a seguir é um defeito?

a) O resistor superior de 200 kΩ curto-circuitado
b) O resistor inferior de 200 kΩ aberto
c) O resistor da esquerda, de 300 kΩ, aberto
d) As duas entradas interconectadas

PROBLEMAS AVANÇADOS

17.23 Na Figura 17.28, os transistores Q_3 e Q_5 são conectados para funcionar como diodos de compensação para Q_4 e Q_6. Qual a corrente de cauda? E a corrente através da carga ativa?

17.24 A resistência de 15 kΩ do circuito da Figura 17.28 é alterada para se obter uma corrente de cauda de 15 μA. Qual o novo valor da resistência?

17.25 À temperatura ambiente, a tensão de saída do circuito da Figura 17.26 tem o valor de 7,5 V. Enquanto a temperatura aumenta, o V_{BE} de cada diodo-emissor diminui. Se o V_{BE} da esquerda diminuir 2 mV por grau e o da direita diminuir 2,1 mV por grau, qual a tensão de saída a 75°C?

17.26 A resistência *cc* de cada fonte de sinal na Figura 17.29*a* é zero. Qual o valor de r'_e de cada transistor? Se a tensão *ca* de saída é medida entre os coletores, qual o ganho de tensão diferencial?

17.27 Se os transistores forem idênticos no circuito da Figura 17.29*b*, qual a corrente de cauda? Qual a tensão entre o coletor do transistor da esquerda e o terra? E a tensão entre o coletor do transistor da direita e o terra?

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO DE ANÁLISE VARIACIONAL"

Utilize a Figura 17.30 para os problemas restantes. Admita aumentos de aproximadamente 10% na variável independente. Uma resposta deve ser um N (não varia) se a variação na variável dependente for tão pequena que você teria dificuldades de medi-la. Nessa versão *pnp* do amp dif, as correntes de base produzem tensões *cc* positivas nas bases, $+V_{B1}$ e $+V_{B2}$. A diferença entre essas duas tensões de base é a tensão de entrada V_{in}. Nos últimos três quadros (R_E, R_C e $\pm V_{CC}$), considere que os transistores sejam idênticos.

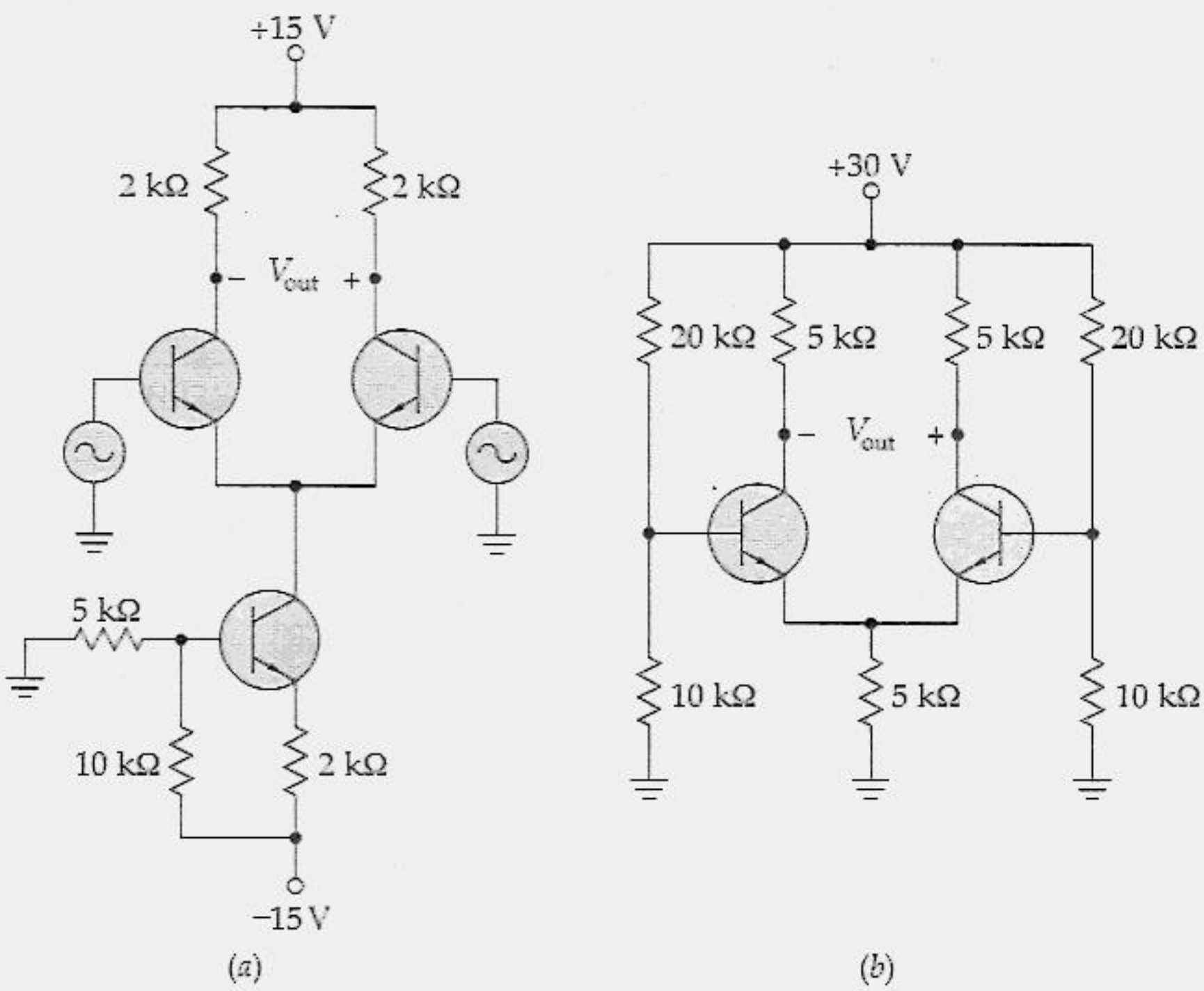


Figura 17.29

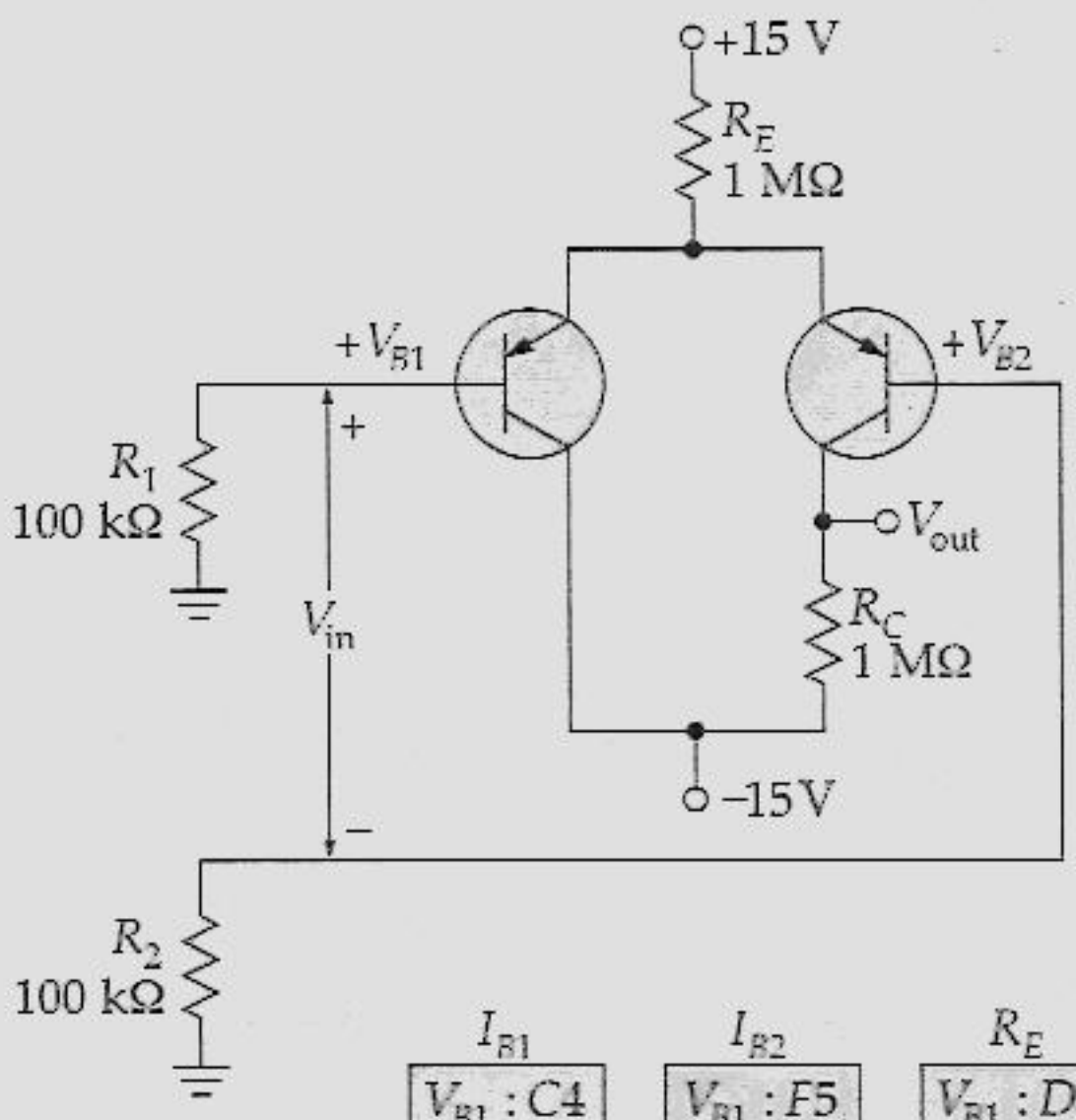
17.28 Tente projetar a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "I_{B1}". Verifique suas respostas. Em seguida, responda a pergunta a seguir tão simples e diretamente quanto possível. Qual o efeito que I_{B1} tem na variável dependente do circuito?

17.29 Projete a resposta de cada variável dependente do quadro denominado "I_{B2}". Verifique suas respostas. Em seguida sintetize o que você encontrou em uma ou duas sentenças.

17.30 Projete a resposta de cada variável dependente do quadro denominado "R_E". Verifique suas respostas. Faça uma lista das variáveis dependentes que diminuem. Explique por que essas variáveis diminuem.

17.31 Projete a resposta de cada variável dependente do quadro denominado "R_C". Faça uma lista das variáveis dependentes que aumentam. Explique por que essas variáveis apresentam um aumento.

17.32 Projete a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "$\pm V_{CC}$". Faça uma lista das variáveis dependentes que aumentam. Explique por que essas variáveis apresentam esse aumento.



	1	2	3	4	5	6
A	N	U	D	N	U	D
B	U	N	U	D	U	D
C	D	D	N	U	N	U
D	U	D	N	U	D	N
E	D	N	U	N	D	U
F	N	U	D	D	N	U

RESPOSTAS

I_{B1}	I_{B2}	R_E	R_C	$\pm V_{CC}$
V_{B1} : C4	V_{B1} : F5	V_{B1} : D2	V_{B1} : A1	V_{B1} : D4
V_{B2} : F1	V_{B2} : E3	V_{B2} : A3	V_{B2} : C5	V_{B2} : F6
V_{in} : B3	V_{in} : B1	V_{in} : C5	V_{in} : D6	V_{in} : B2
V_{out} : D1	V_{out} : C4	V_{out} : E3	V_{out} : B5	V_{out} : C5
I_T : E6	I_T : F1	I_T : B6	I_T : F1	I_T : D1

Figura 17.30 "Dispositivo de Análise Variacional"™. (*Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.*)

Capítulo 18

MAIS TEORIA SOBRE AMP OP

Este capítulo prossegue com a nossa discussão sobre os CIs amp op. Os amplificadores operacionais constituem aproximadamente a terça parte de todos os CIs lineares. Conectando resistores externos a um CI amp op, você pode ajustar o ganho de tensão e a largura de banda de acordo com as suas necessidades. Existem mais de 2.000 tipos de amp op comercialmente disponíveis. A maioria deles é dispositivo de baixa potência, pois possui uma dissipação de potência menor do que 1 watt. Sempre que você precisar de ganho de tensão para uma aplicação de baixa potência, verifique os amps op disponíveis. Você poderá encontrar, quase sempre, um amp op para atender à sua necessidade.

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

- Compreender a finalidade do capacitor de compensação de freqüência e calcular a freqüência crítica e o ganho unitário de freqüência.
- Definir a taxa de variação e a distorção devido à taxa de variação e calcular a taxa de variação.
- Descrever e calcular a largura de banda para grandes sinais.
- Escolher um amp op adequado para uma dada situação de projeto.

18.1 RESPOSTA DE FREQÜÊNCIA PARA PEQUENOS SINAIS

A Figura 18.1 mostra os estágio típicos de um CI 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. Devido ao amp dif ser o primeiro estágio, ele se torna extremamente importante na determinação das características de entrada do amp op.

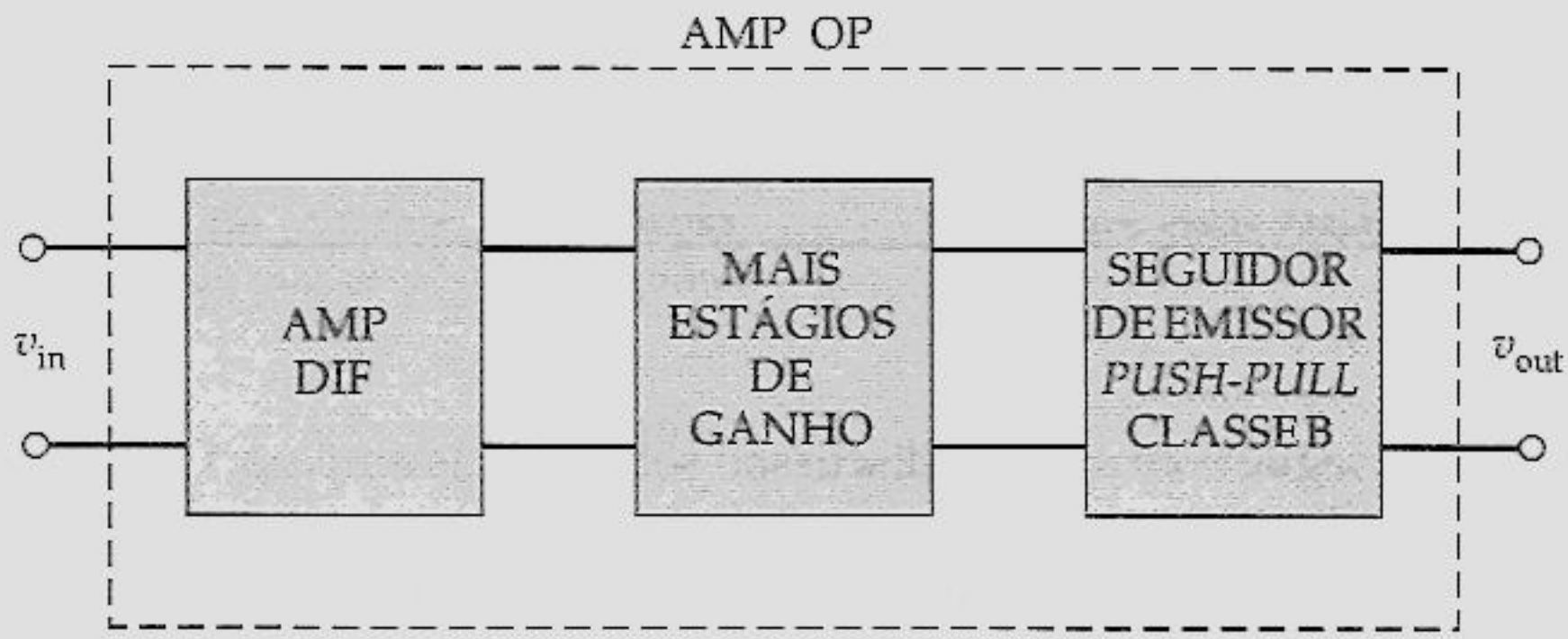


Figura 18.1 Diagrama em blocos de um amp op.

A Figura 18.2 mostra um amp dif. Como ele não tem capacitores de acoplamento ou de desvio, não existem freqüências críticas abaixo da banda média. Porém existem freqüências críticas acima da banda média produzidas pelas capacitâncias do transistor e pelas capacitâncias parasitas. Em um CI amp op, essas freqüências críticas estão na faixa de megahertz. Porém existe uma outra freqüência crítica que é muito mais baixa. Ela é produzida pelo capacitor C_C conectado na saída do circuito da Figura 18.2.

O capacitor C_C é chamado de *capacitor de compensação de freqüência*. Por que ele é utilizado? Em vez de permitir que a freqüência crítica de um amp op seja determinada pelas capacitâncias do transistor e pelas capacitâncias parasitas, um projetista insere um capacitor extra, C_C, no circuito. C_C é escolhido para produzir uma freqüência crítica que seja bem mais baixa que do as freqüências críticas dos circuitos indesejados de derivação da base e do coletor.

Isso tem duas vantagens. Primeira, permite ao projetista controlar a resposta de freqüência do amp op. Segunda, evita *oscilações*. Sob certas condições, um amplificador de alto ganho pode produzir um sinal de freqüência alta indesejado chamado de oscilação. Por razões que serão apresentadas logo mais, o capacitor de compensação impede oscilações indesejadas.

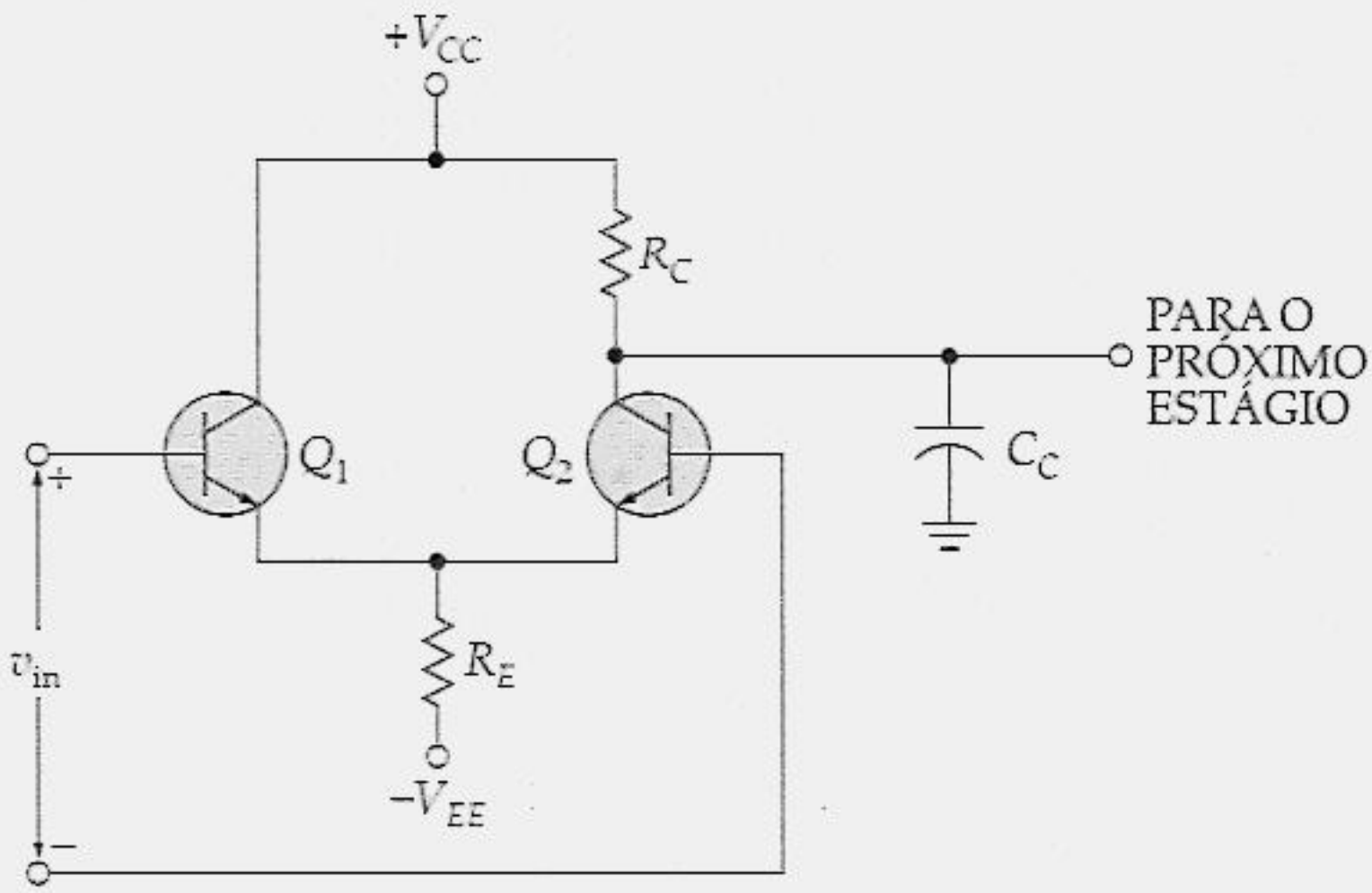


Figura 18.2 Efeito do capacitor de compensação.

Na Figura 18.2, o resistor de coletor e o capacitor de compensação formam um circuito de desvio porque uma resistência Thévenin R_C faz face a um capacitor C_C. Esse circuito de desvio tem uma freqüência crítica de

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{18.1}$$

onde $R = R_C$ e $C = C_C$. A banda média do amp dif está entre 0 e $0{,}1f_c$. Nessa faixa de freqüências, o amp dif tem ganho de tensão máximo. Acima da banda média, o ganho de tensão diminui até que seja igual a 0,707 do valor máximo na freqüência crítica. Acima da freqüência crítica, o ganho de tensão diminui a uma taxa de 20 dB por década, como mostra a Figura 18.3.

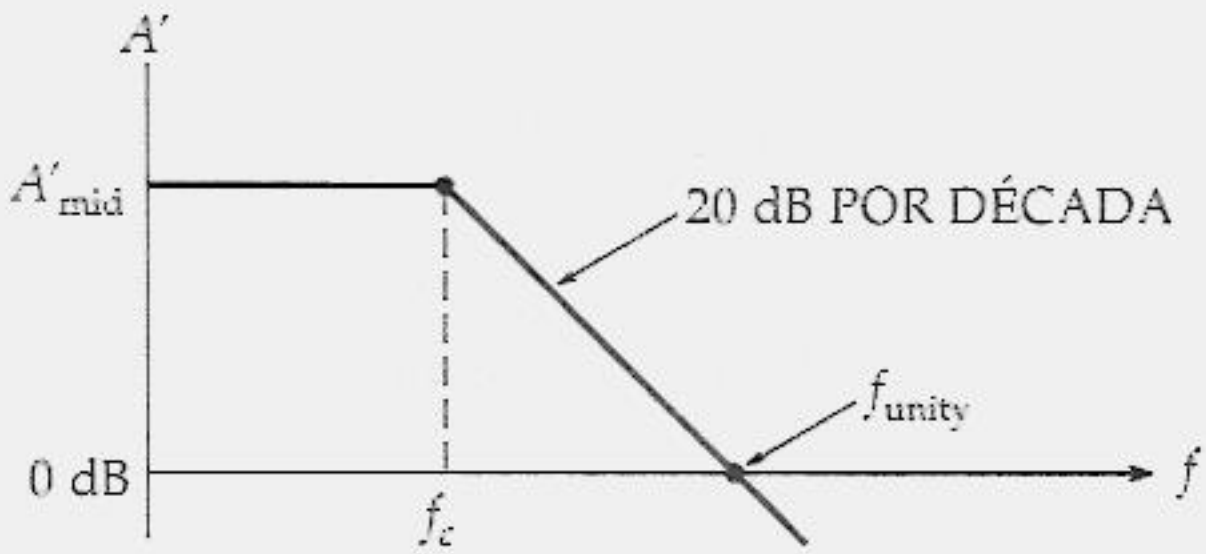


Figura 18.3 Resposta de freqüência.

Nem todas as folhas de dados fornecem a freqüência crítica de um amp op. Porém, muitas delas fornecem uma freqüência simbolizada por f_{unity}. Essa grandeza é chamada de *freqüência de ganho unitário* porque, nessa freqüência, o ganho de tensão é igual a 1 (que equivale a 0 dB). Quando você possui o ganho de tensão na banda média e o ganho unitário de freqüência, você pode calcular a freqüência crítica com

$$f_c = \frac{f_{unit}}{A_{mid}} \tag{18.2}$$

Fazendo a multiplicação cruzada entre os dois lados da equação, obtemos a seguinte forma alternativa:

$$f_{unity} = A_{mid} f_c \tag{18.3}$$

Essas duas equações são muito úteis no trabalho com amp op.

Qual a origem da Equação (18.2)? Ela é deduzida da seguinte forma: o ganho de tensão acima da banda média com uma freqüência crítica dominante é dado por

$$A = \frac{A_{mid}}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}$$

Quando $f = f_{unity}$, $A = 1$. Substituindo esses valores dados

$$A = \frac{A_{mid}}{\sqrt{1 + (f_{unity}/f_c)^2}}$$

Em um amp op típico, f_{unity} é muito maior do que f_c. Portanto, a equação é simplificada para

$$1 = \frac{A_{mid}}{f_{unity}/f_c}$$

que pode ser reorganizada como na Equação (18.2):

$$f_c = \frac{f_{unity}}{A_{mid}}$$

Essa equação é usada tantas vezes em amp op que você deveria memorizá-la.

Exemplo 18.1

Qual a freqüência crítica do circuito da Figura 18.4? Qual o ganho unitário de freqüência?

Solução

A resistência Thévenin é de 1 MΩ e a capacitância é de 3.000 pF. Podemos desconsiderar as capacitâncias do transistor e as capacitâncias parasitas porque elas são muito pequenas. A freqüência crítica é

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1\ \text{M}\Omega)(3.000\ \text{pF})} = 53{,}1\ \text{Hz}$$

O ganho de freqüência unitário é o produto do ganho de tensão na banda média pela freqüência crítica:

$$f_{\text{unity}} = 150(53{,}1\ \text{Hz}) = 7{,}97\ \text{kHz}$$

Exemplo 18.2

As folhas de dados de um amp op fornecem $A_{\text{mid}} = 100.000$ e $f_{\text{unity}} = 1$ MHz. Qual a freqüência crítica do amp op?

Solução

A freqüência crítica é igual à freqüência de ganho unitário dividida pelo ganho de tensão na banda média:

$$f_c = \frac{1\ \text{MHz}}{100.000} = 10\ \text{Hz}$$

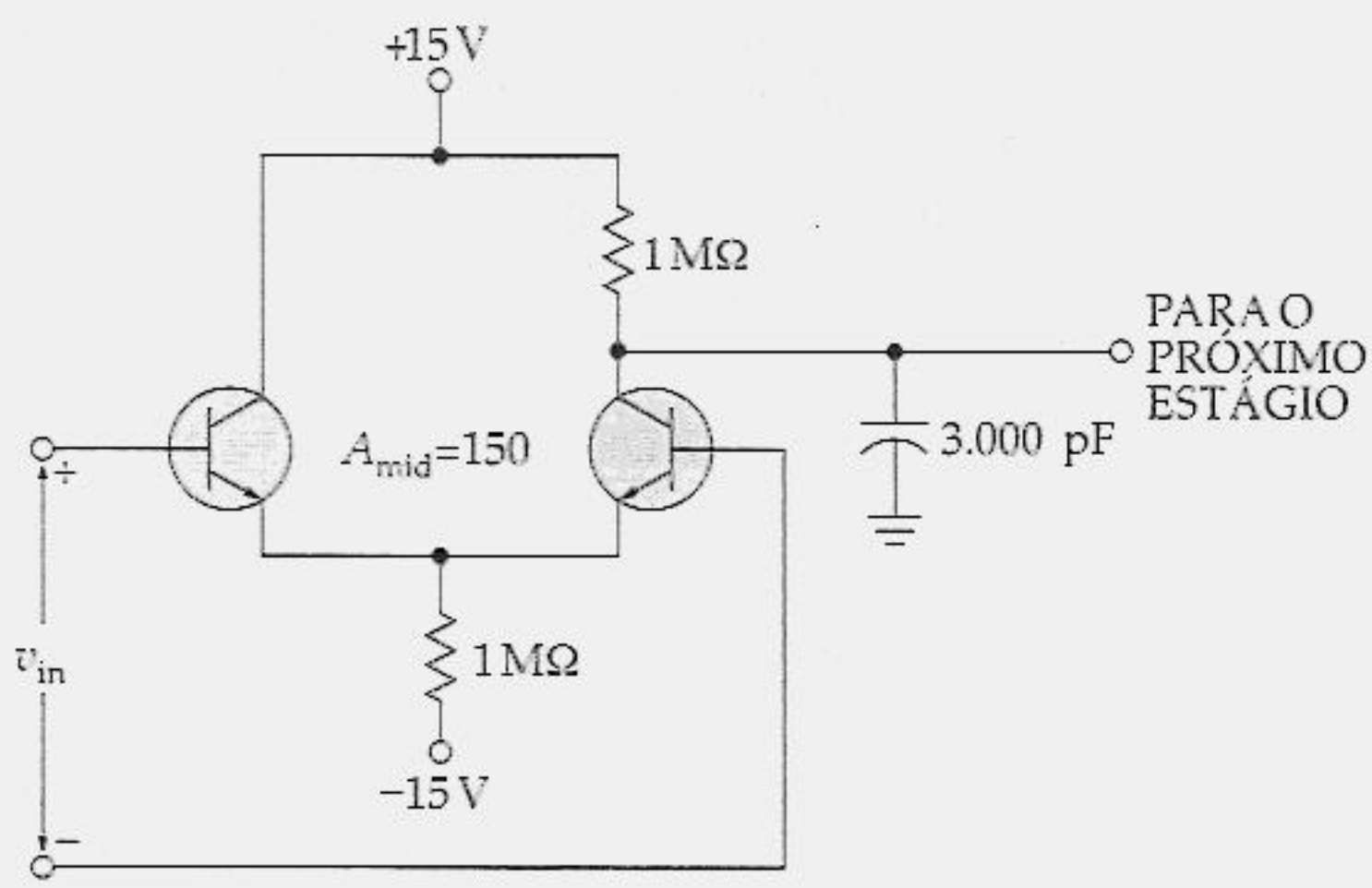


Figura 18.4 Exemplo.

18.2 RESPOSTA DE FREQÜÊNCIA PARA GRANDES SINAIS

No Capítulo 16, analisamos a resposta de freqüência de amplificadores, considerando operação em pequeno sinal. Quando um sinal é pequeno, todos os dispositivos são lineares e as freqüências críticas são como foi discutido antes. Porém, quando o sinal é suficientemente grande, ocorre um novo efeito por causa da não-linearidade.

Idéia Básica

Suponha que a tensão de entrada do circuito da Figura 18.4 salte de 0 para 1 V. Como o ganho de tensão diferencial é 150, a tensão *ca* de saída será idealmente

$$v_{out} = 150(1\ V) = 150\ V$$

Esse é um resultado impossível porque o amp dif satura bem antes da tensão *ca* de saída chegar a 150 V.

Quando a tensão de entrada salta de 0 para 1 V no circuito da Figura 18.4, ela leva o transistor da esquerda à saturação e o transistor da direita ao corte. O capacitor de compensação começa então a se carregar. Em vez da resposta ideal mostrada na Figura 18.5, obtemos uma resposta exponencial que aumenta lentamente entre a tensão inicial e a final.

O sinal de entrada não tem de ser de 1 V. Qualquer entrada maior do que 7,5 V/150, ou 50 mV, levará o amp dif à saturação. Logo, ele responderá com a mesma curva exponencial mostrada na Figura 18.5. A constante de tempo para a forma de onda de carga é o produto de R e C. No caso do amp dif, R é igual a R_C e C é igual a C_C.

Figura 18.5 Taxa de variação (*slew rate*).

A *taxa de variação* (*slew rate*) se refere à inclinação inicial do carregamento exponencial mostrado na Figura 18.5. Como você sabe, o carregamento de um capacitor é rápido no início, porém essa velocidade diminui à medida que a tensão no capacitor aumenta. A taxa de variação ou inclinação inicial representa a resposta mais rápida de que um amplificador é capaz.

Taxa de Carga

De todas as especificações que afetam a operação *ca* de um amp op, a taxa de variação é uma das mais importantes porque limita a amplitude da tensão de saída em altas freqüências. A corrente de carga de um capacitor é dada por

$$i = C\frac{dv}{dt}$$

onde dv/dt é o símbolo da taxa de variação da tensão no capacitor. Podemos reorganizar essa equação básica e obter

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C}$$

Essa equação diz que a taxa de variação da tensão é igual à corrente de carga dividida pela capacitância. Quanto maior a corrente de carga, mais rápida é a carga do capacitor. Se por alguma razão a corrente de carga for limitada a um valor máximo, a taxa de variação da tensão também será limitada a um valor máximo.

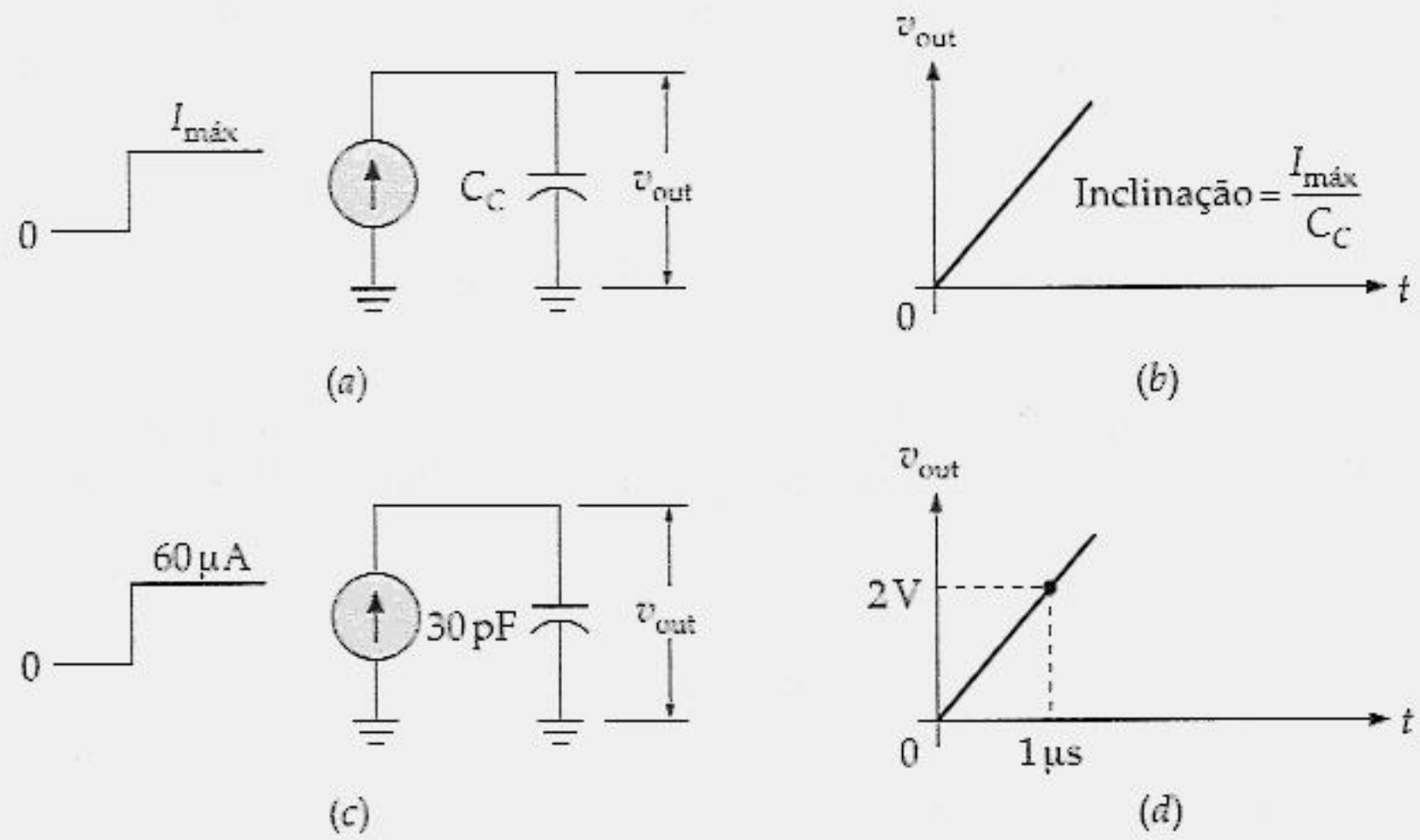


Figura 18.6 A taxa de variação é igual à corrente máxima de carga dividida pela capacitância.

A Figura 18.6*a* mostra a idéia da limitação de corrente e os seus efeitos na tensão de saída. Uma corrente $I_{máx}$ carrega o capacitor. Devido a essa corrente ser constante, a tensão no capacitor aumenta linearmente, como mostra a Figura 18.6*b*. A taxa de variação da tensão em relação ao tempo é

$$\frac{dv_{out}}{dt} = \frac{I_{máx}}{C_C} \tag{18.4}$$

Por exemplo, se $I_{máx}$ = 60 μA e C_C = 30 pF (veja a Figura 18.6*c*), a máxima variação da tensão será

$$\frac{dv_{out}}{dt} = \frac{60\ \mu A}{30\ pF} = 2\ V/\mu s$$

Essa resposta é igual a 2.000.000 V por segundo. As folhas de dados utilizam o valor equivalente de 2 V/μs, porque ele é mais conveniente quando se utiliza um osciloscópio para medir a taxa de variação. Isso diz que a tensão de saída através do capacitor varia a uma taxa máxima de 2 V/μs (Figura 18.6*d*). A tensão não pode variar mais rápido do que isso, a menos que possamos aumentar $I_{máx}$ ou diminuir C_C.

A taxa de variação S_R é definida como a taxa máxima de variação da saída. Por isso, podemos reescrever a Equação (18.4) como

$$S_R = \frac{I_{máx}}{C_C} \tag{18.5}$$

Na Figura 18.6*a*, a taxa de variação limita a taxa na qual a tensão de saída pode variar. Se $I_{máx}$ = 60 μA e C_C = 30 pF, o circuito não pode variar mais rápido do que 2 V/μs.

Distorção Devido à Taxa de Variação

Podemos também obter a limitação da taxa de variação com um sinal senoidal. A Figura 18.7*a* mostra um sinal grande na saída com uma tensão de pico de 7,5 V. Um amp op pode produzir esse grande sinal de saída enquanto a inclinação inicial da onda senoidal for menor ou igual a S_R. Por exemplo, se a onda senoidal tiver uma inclinação inicial de 1 V/μs e a taxa de variação for de 2 V/μs, o amp dif pode responder sufucientemente rápido para produzir a inclinação de saída necessária de 1 V/μs.

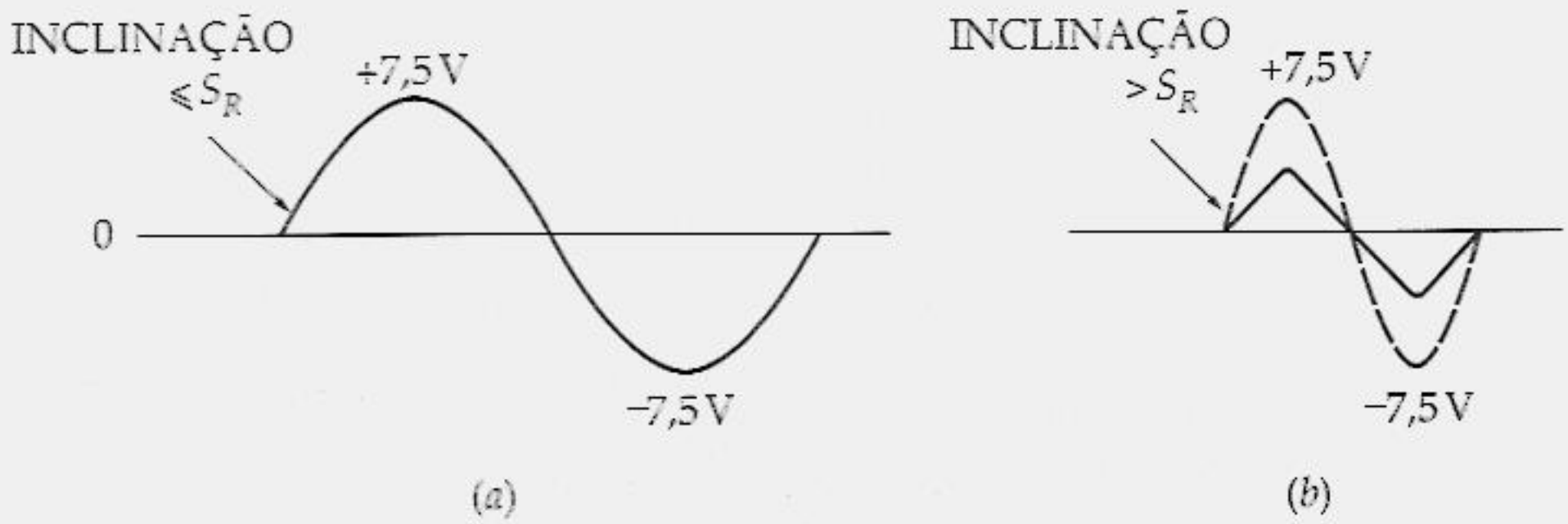


Figura 18.7 (*a*) A inclinação inicial da onda senoidal não pode exceder a taxa de variação; (*b*) distorção devido à taxa de variação.

Mas quando a inclinação inicial da onda senoidal for maior do que S_R, obteremos a distorção devido à taxa de variação mostrada na Figura 18.7*b*. Por exemplo, se a inclinação inicial da onda senoidal for de 4 V/μs e a taxa de variação for de apenas 2 V/μs, então o amplificador não poderá responder suficientemente rápido para produzir a inclinação de saída necessária de 4 V/μs. Nesse caso, a distorção devido à taxa de variação torna o sinal de saída mais parecido com uma onda triangular do que com uma onda senoidal. Se não existisse o problema devido à taxa de variação, a saída seguiria a forma de onda tracejada. Quando existe esse problema, a saída fica distorcida numa forma de onda triangular como mostrada aqui. Quando a freqüência aumentar mais, o sinal irá se tornar menor e a sua forma ainda mais triangular.

Utilizando-se do cálculo, é possível deduzir essa equação para a inclinação inicial da onda senoidal:

$$S_S = 2\pi f V_p \tag{18.6}$$

onde S_S é a inclinação inicial da onda senoidal, f é a sua freqüência e V_p é o seu valor de pico. Para evitar a distorção devido à taxa de variação, S_S tem de ser menor do que S_R.

Exemplo 18.3

Um capacitor de compensação de 1.000 pF tem uma corrente de carga máxima de 1 mA. Qual a taxa de variação?

Solução

Divida a corrente máxima pela capacitância para obter a taxa de variação:

$$S_R = \frac{1\ \text{mA}}{1.000\ \text{pF}} = 1\ \text{V/}\mu\text{s}$$

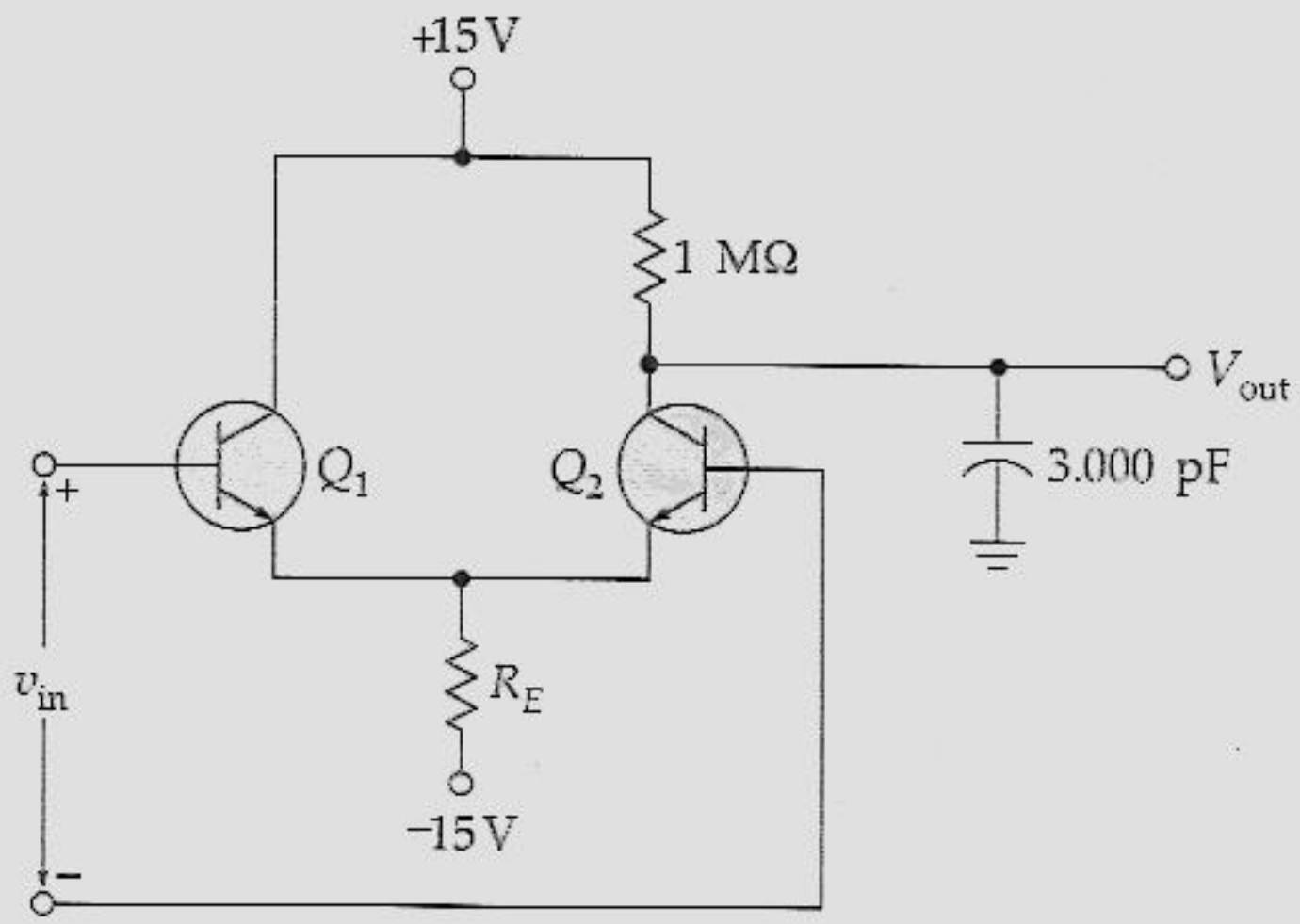


Figura 18.8 Exemplo.

Exemplo 18.4

Qual a taxa de variação do circuito da Figura 18.8?

Solução

Temos de encontrar a corrente máxima antes de calcularmos a taxa de variação. Sem sinal de entrada, a tensão de saída e de 7,5 V. Quando um grande degrau de entrada alimenta o amp dif, Q_1 satura e Q_2 entra em corte. Imagine Q_2 aberto no circuito da Figura 18.8. Então você pode ver que 3.000 pF irá se carregar em direção a + 15 V. Como a tensão inicial é de 7,5 V, a corrente máxima será

$$I_{máx} = \frac{15\ \text{V} - 7{,}5\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 7{,}5\ \mu\text{A}$$

A taxa de variação é

$$S_R = \frac{7{,}5\ \mu\text{A}}{3.000\ \text{pF}} = 2{,}5\ \text{V/ms}$$

Exemplo 18.5

Um amp op tem uma taxa de variação de 0,5 V/μs. Se um sinal de entrada tem uma freqüência de 8 kHz e um valor de pico de 5 V, ocorrerá uma distorção devido à taxa de variação?

Solução

Com a Equação (18.5), podemos calcular a inclinação inicial da onda senoidal:

$$S_S = 2\pi(8\text{ kHz})(5\text{ V}) = 0{,}251\text{ V}/\mu\text{s}$$

Como a taxa de variação é de 0,5 V/μs, não há distorção devido à taxa de variação.

Exemplo 18.6

Um amp op tem uma taxa de variação de 2 V/μs. Se um sinal de entrada tiver uma freqüência de 100 kHz e tensão de pico de 10 V, ocorrerá distorção devido à taxa de variação?

Solução

Com a Equação (18.6), a inclinação inicial da onda senoidal é

$$S_S = 2\pi(100\text{ kHz})(10\text{ V}) = 6{,}28\text{ V}/\mu\text{s}$$

Como a taxa de variação é de 2 V/μs, haverá distorção devido à taxa de variação.

Existem duas formas de eliminar a distorção devido à taxa de variação. Primeira, podemos reduzir a freqüência de 100 kHz para uma freqüência mais baixa. Segunda, podemos reduzir a tensão de pico de 10 V para um valor mais baixo. Nos dois casos, temos de reduzir S_S para menos de 2 V/μs. Como S_S é nesse caso 6,28 V/μs, precisamos reduzir f ou V_p de um fator ligeiramente maior do que 3 para eliminar a distorção devido à taxa de variação.

18.3 LARGURA DE BANDA PARA GRANDES SINAIS

A distorção devido à taxa de variação de uma onda senoidal ocorre quando a inclinação inicial da onda senoidal for maior do que a taxa de variação. Devido aos sinais de saída distorcidos não serem úteis na maioria das aplicações, a distorção devido à taxa de variação é uma das mais sérias limitações no comportamento sob grandes sinais para qualquer amp op. A condição crítica que separa a operação normal da operação com distorção é:

$$S_S = S_R$$

Essa equação diz que a inclinção inicial da onda senoidal é igual à taxa de variação. Você não pode forçar um amp op além desse ponto sem que haja distorção devido à taxa de variação.

Uma Equação Útil

Com a Equação (18.6), podemos escrever a equação anterior como

$$2\pi f V_p = S_R$$

Resolva essa equação em termos de f, obtendo

$$f = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

Nessa equação, f é a freqüência máxima sem a distorção devido à taxa de variação. Como um lembrete, escreveremos a equação assim:

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p} \tag{18.7}$$

Acima dessa freqüência, você começa a observar em um osciloscópio a distorção devido à taxa de variação.

A freqüência $f_{\text{máx}}$ é denominada *largura de faixa para grandes sinais* de um amp op. Se tentarmos amplificar freqüências maiores com a mesma tensão de pico, a tensão de saída diminui e a distorção aparece. As folhas de dados normalmente incluem a largura de faixa para grandes sinais de um amp op porque elas imediatamente informam o que o amp op pode fazer com sinais de freqüências altas e tensões de pico grandes.

Comprometimento

A Figura 18.9 é um gráfico da Equação (18.7) para três amps op diferentes. Suponha que utilizemos o dispositivo do centro. Ele tem uma taxa de inclinação de 5 V/μs. Para obter uma saída sem distorção com tensão de pico de 10 V, a freqüência não pode ser maior do que 80 kHz. Uma forma de aumentar a $f_{\text{máx}}$ é aceitar uma tensão menor na saída. Pelo comprometimento da tensão de pico para com a freqüência, podemos melhorar a largura de faixa para grandes sinais. Por exemplo, se a nossa aplicação pode aceitar uma tensão de pico de saída de 1 V, a $f_{\text{máx}}$ do dispositivo do centro aumenta para 800 kHz.

O dispositivo da extremidade superior tem uma taxa de inclinação de 50 V/μs. Por isso, ele tem uma $f_{\text{máx}}$ maior do que a de outros dispositivos para a mesma tensão de pico de saída. Por exemplo, se quisermos uma tensão de pico de saída de 10 V, a largura de faixa para grandes sinais torna-se de 800 kHz. Se uma tensão de pico de saída de 1 V for aceitável, a largura de faixa para grandes sinais aumentará para 8 MHz.

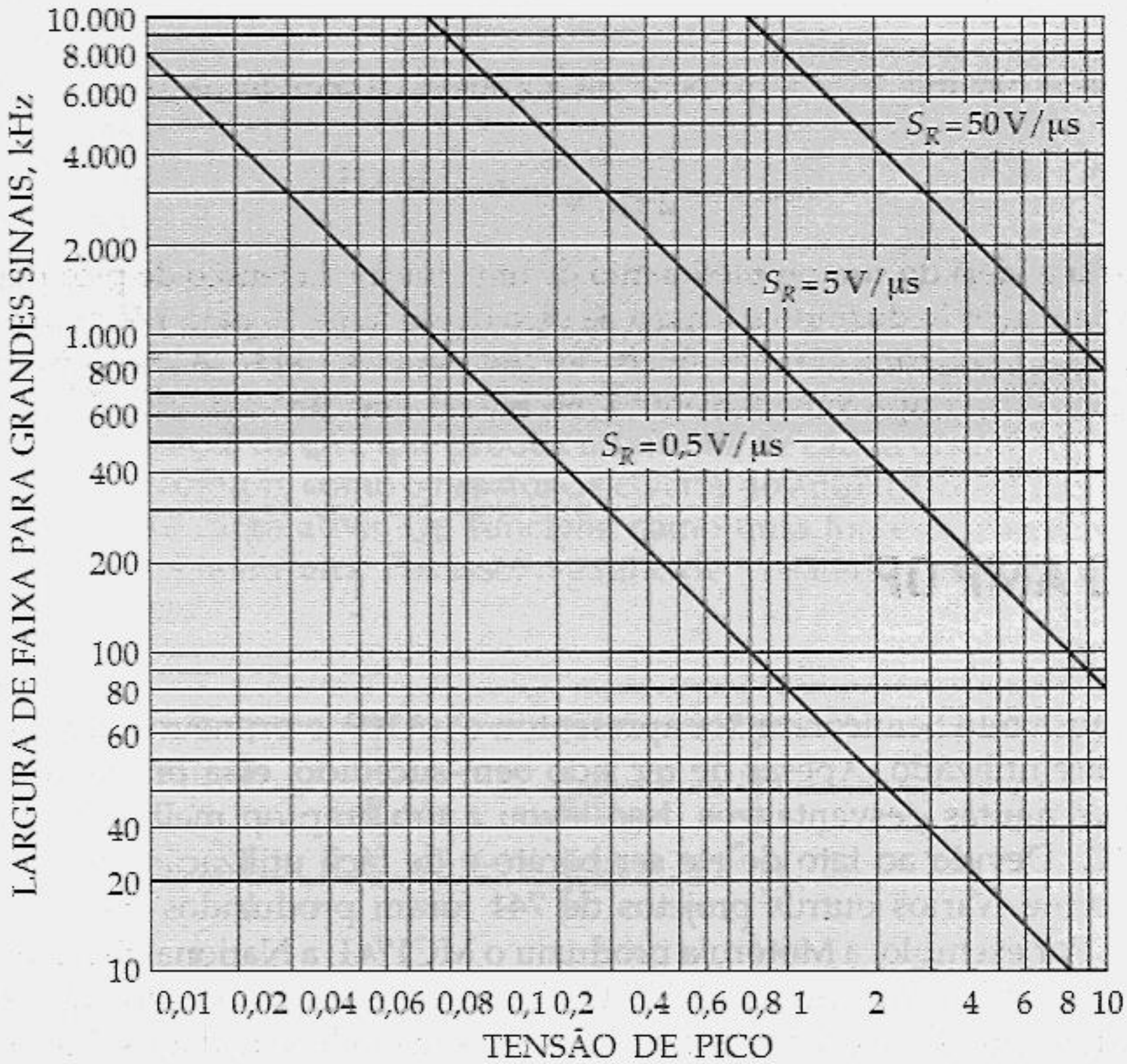


Figura 18.9 Gráfico do comprometimento da tensão de pico da largura de faixa para grandes sinais.

Exemplo 18.7

Um amp op tem $V_p = 10$ V e $S_R = 0{,}5$ V/μs. Qual a largura de faixa para grandes sinais?

Solução

A freqüência máxima para a operação em grande sinal sem distorção é

$$f_{máx} = \frac{0{,}5\ V/\mu s}{2\pi(10\ V)} = 7{,}96\ kHz$$

Exemplo 18.8

Qual a largura de faixa para grandes sinais no exemplo anterior se $V_p = 1$ V?

Solução

A freqüência máxima para a operação em grande sinal sem distorção é

$$f_{máx} = \frac{0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi(1\ \text{V})} = 79{,}6\ \text{kHz}$$

Isso ilustra a idéia do comprometimento de uma fração da tensão de pico para uma freqüência maior. Reduzindo a tensão de pico de saída de 10 para 1 V, aumentamos a largura de faixa para grandes sinais de 7,96 para 79,6 kHz. A curva inferior da Figura 18.9 fornece aproximadamente a mesma informação.

18.4 O AMP OP

Em 1965, a Fairchild Semiconductor apresentou o μA709, o primeiro amp op monolítico largamente utilizado. Apesar de ter sido bem-sucedido, essa primeira geração de amp op teve muitas desvantagens. Isso levou a um amp op melhorado, conhecido como μA741. Devido ao fato de ele ser barato e de fácil utilização, o μA741 foi um sucesso enorme. Vários outros projetos de 741 foram produzidos por vários outros fabricantes. Por exemplo, a Motorola produziu o MC1741, a National Semiconductor, o LM741 e a Texas Instruments, o SN72741. Todos esses amps op são equivalentes ao μA741 porque têm as mesmas especificações em suas folhas de dados. Por conveniência, muitas pessoas abandonam o prefixo e se referem a estes amps op tão utilizados simplesmente como 741.

O 741 tornou-se um padrão industrial. Como regra, tente primeiro usá-lo nos seus projetos. Nos casos em que não atingir as especificações de projeto com um 741, passe para um amp op melhor. Devido à sua grande importância, usaremos o 741 como um dispositivo básico em nossas discussões. Uma vez entendido o 741, você pode passar para outros amps op.

A propósito, o 741 tem diferentes versões numeradas como 741, 741A, 741C, 741E, 741N e assim por diante. Eles diferem em relação a seus ganhos de tensão, à temperatura, ao nível de ruído e a outras características. O 741C (o C significa tipo comercial) é o mais barato e o mais largamente utilizado. Ele tem uma impedância de 2 MΩ, um ganho de tensão de 100.000 e uma impedância de saída de 75 Ω.

Diagrama Esquemático do 741

A Figura 18.10 é um diagrama esquemático simplificado do 741. Esse circuito é equivalente ao do 741 e de muitas gerações posteriores de amps op. Você não precisa entender cada detalhe a respeito do projeto do circuito, porém deve ter uma idéia geral de como o amp op funciona. Com isso em mente, apresentamos agora a idéia básica por trás do 741.

O estágio de entrada é um amp dif que utiliza transistores *pnp* (Q_1 e Q_2). Como você sabe, supõe-se que o resistor de cauda funcione como uma fonte de corrente. No 741, Q_{14} é uma fonte de corrente que substitui o resistor de cauda. R_2 e Q_{13} controlam a polarização de Q_{14}, que produz a corrente de cauda do amp dif. Em vez do uso de um resistor comum, como o resistor de coletor do amp dif, o 741 usa um resistor de carga ativa. Essa carga ativa, Q_4, funciona como uma fonte de corrente com uma impedância extremamente alta. Por isso, o ganho de tensão do amp dif é muito maior do que os anteriores.

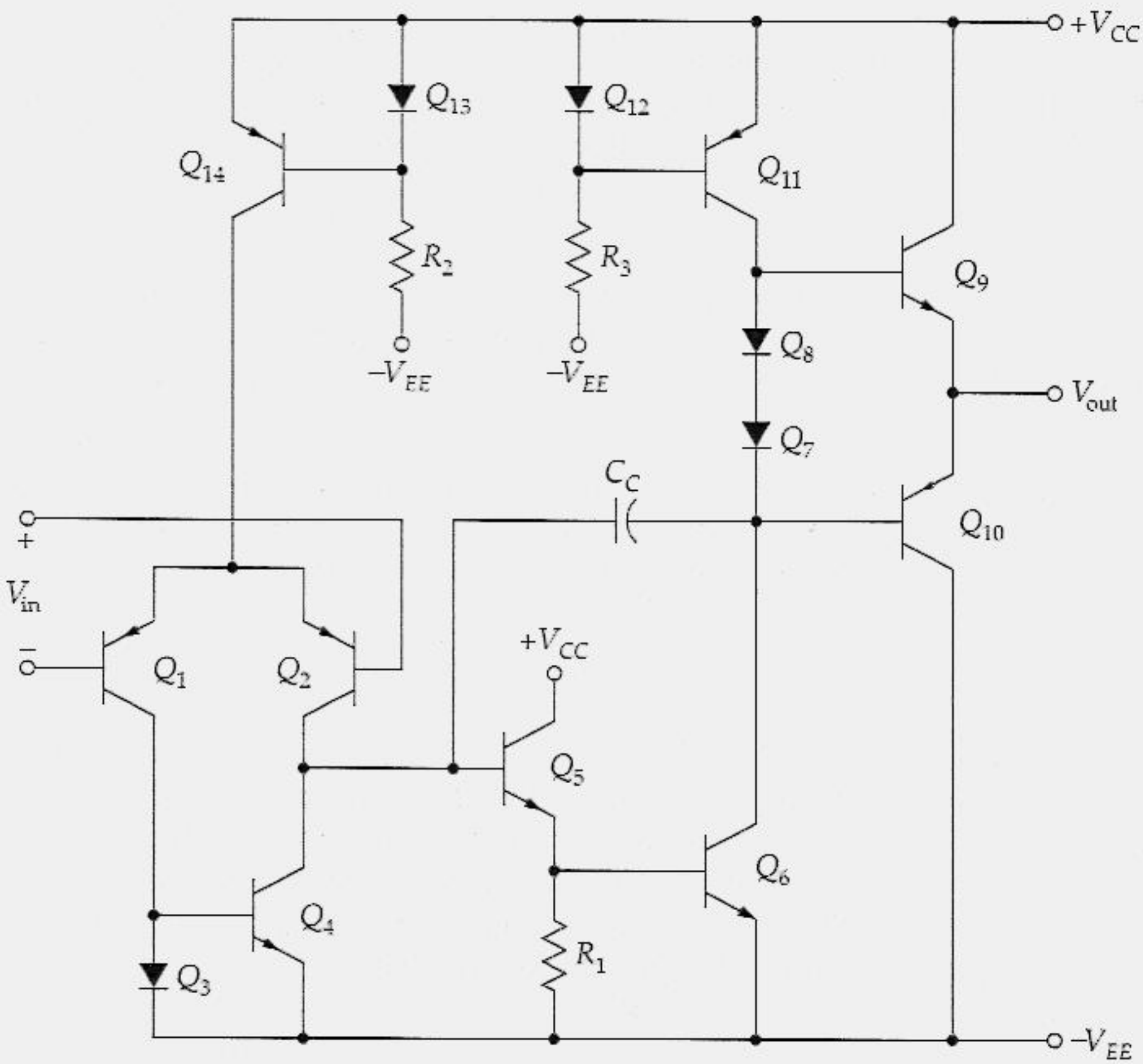


Figura 18.10 Diagrama esquemático simplificado do 741 e amps op similares.

O sinal amplificado do amp dif aciona a base de Q_5, que é um seguidor de emissor. Esse estágio eleva o nível de impedância para evitar o abaixamento da carga do 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 alto ganho de tensão.

O sinal amplificado sai do estágio EC e vai para o estágio final, que é um seguidor de emissor *push-pull* classe B (Q_9 e Q_{10}). Devido à alimentação simétrica (tensões positivas e negativas iguais), a saída quiescente será idealmente 0 V quando a tensão de entrada for zero. Qualquer desvio de 0 V é chamado de tensão de compensação de saída. Quando houver uma tensão de entrada, V_{in}, com a polaridade mostrada, a tensão de saída, V_{out}, será positiva. Se V_{in} tiver a polaridade oposta da que é mostrada na Figura 18.10, V_{out} será negativa. Idealmente, V_{out} pode ser positiva, como $+V_{CC}$, e negativa, como V_{EE}, antes de ocorrer o ceifamento. Para a segunda aproximação, a saída oscila dentro de 1 a 2 V de cada tensão de alimentação devido à queda de tensão dentro do 741.

Na Figura 18.10, temos dois exemplos de *carga ativa* (o uso de transistores em vez de resistores para carga). Primeiro, há uma carga ativa, Q_4, no amp dif. Segundo, há uma carga ativa, Q_{11}, no estágio acionador EC. Devido às fontes de corrente terem altas impedâncias, as cargas ativas produzem um ganho de tensão muito maior do que seria possível com resistores. Essas cargas ativas produzem um ganho de tensão típico de 100.000 para o 741.

A carga ativa é muito comum em circuitos integrados porque é mais fácil e mais barato fabricar transistores em um chip do que resistores. Os circuitos integrados digitais MOS utilizam quase que exclusivamente cargas ativas. Em CIs MOS, um MOSFET é uma carga ativa para outro.

Na Figura 18.10, C_C é um capacitor de compensação. Devido ao efeito Miller, esse pequeno capacitor (tipicamente de 30 pF) é multiplicado pelo ganho de tensão de Q_5 e Q_6, obtendo-se uma capacitância muito grande de valor

$$C_{in(Miller)} = (A + 1)C_C$$

onde A é o ganho de tensão dos estágios constituídos por Q_5 e Q_6. A resistência frente a essa capacitância Miller é a impedância de saída do amp dif. Portanto, temos um circuito de desvio como descrito anteriormente. Esse circuito de desvio produz a freqüência crítica dominante do amp op. Em outras palavras, o ganho de tensão do amp op é 0,707 do ganho de tensão na banda média na freqüência crítica do circuito de desvio. O ganho de tensão diminui aproximadamente 20 dB por década para freqüências de entrada acima da freqüência crítica.

Caminho de Retorno *cc* para as Entradas das Bases

Na Figura 18.10, observe que as entradas das bases estão em flutuação. O amp op não pode funcionar a menos que cada entrada tenha um resistor de base R_B ou um caminho de retorno *cc* para o terra. Esse caminho de retorno pode ser fornecido pela resistência Thévenin dos circuitos que acionam o amp op. Se os circuitos de acionamento são acoplados capacitivamente, você tem de inserir resistores de retorno separados para as bases. A coisa básica para se lembrar é que deve existir um caminho *cc* a partir de cada entrada de base para o terra. Se uma base não tem um caminho *cc* para o terra, o transistor correspondente entra em corte.

Admitindo que exista um caminho *cc* para o terra em cada base, ainda temos o problema de compensação (*offset*). Devido aos transistores de entrada não serem totalmente idênticos, uma tensão de compensação indesejada existe na saída do amp op. Conforme discutido antes, uma forma de eliminar a tensão de compensação de saída é usar uma pequena tensão de entrada com magnitude e fase corretas.

Impedância de Entrada

Lembre-se de que a impedância de entrada de um amp dif é

$$r_{in} = 2\beta r'_e$$

Com uma pequena corrente de cauda na entrada do amp dif, um amp op construído com transistor bipolar pode ter uma impedância de entrada bastante alta. Por exemplo, a entrada do amp dif de um 741 tem uma corrente de cauda de aproximadamente 15 μA. Como cada emissor absorve metade dessa corrente,

$$r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{7{,}5\ \mu\text{A}} = 3{,}33\ \text{k}\Omega$$

Em um 741, cada transistor de entrada tem um β típico de 300, o que resulta em uma impedância de entrada de

$$r_{in} = 2(300)(3{,}3\ \text{k}\Omega) = 2\ \text{M}\Omega$$

Esse é o valor da impedância de entrada fornecida pelas folhas de dados de um 741.

Se for necessária uma impedância de entrada extremamente alta, um projetista pode utilizar um *amp op BIFET*. Este é um tipo de amp op que combina transistores bipolares e FETs. Por exemplo, o LF13741 é um 741 modificado, no qual seguidores de fonte JFET foram acrescentados à seção de entrada do circuito. As saídas dos seguido-

res de fonte JFET acionam um amp op 741 comum. Essa combinação reúne as vantagens de entrada dos seguidores de fonte JFET com as outras características de um 741. Por isso, o LF13741 é um substituto direto para o 741.

Símbolo Esquemático

A Figura 18.11*a* mostra o símbolo esquemático de um amp op. *A* é o ganho de tensão. A entrada não-inversora é v_1 e a entrada inversora é v_2. A tensão diferencial de entrada é

$$v_{in} = v_1 - v_2$$

Observe que as tensões v_1, v_2 e v_{out} são tensões nodais. Isso quer dizer que elas sempre são medidas em relação ao terra. A entrada diferencial v_{in} é a diferença entre as duas tensões nodais, v_1 e v_2.

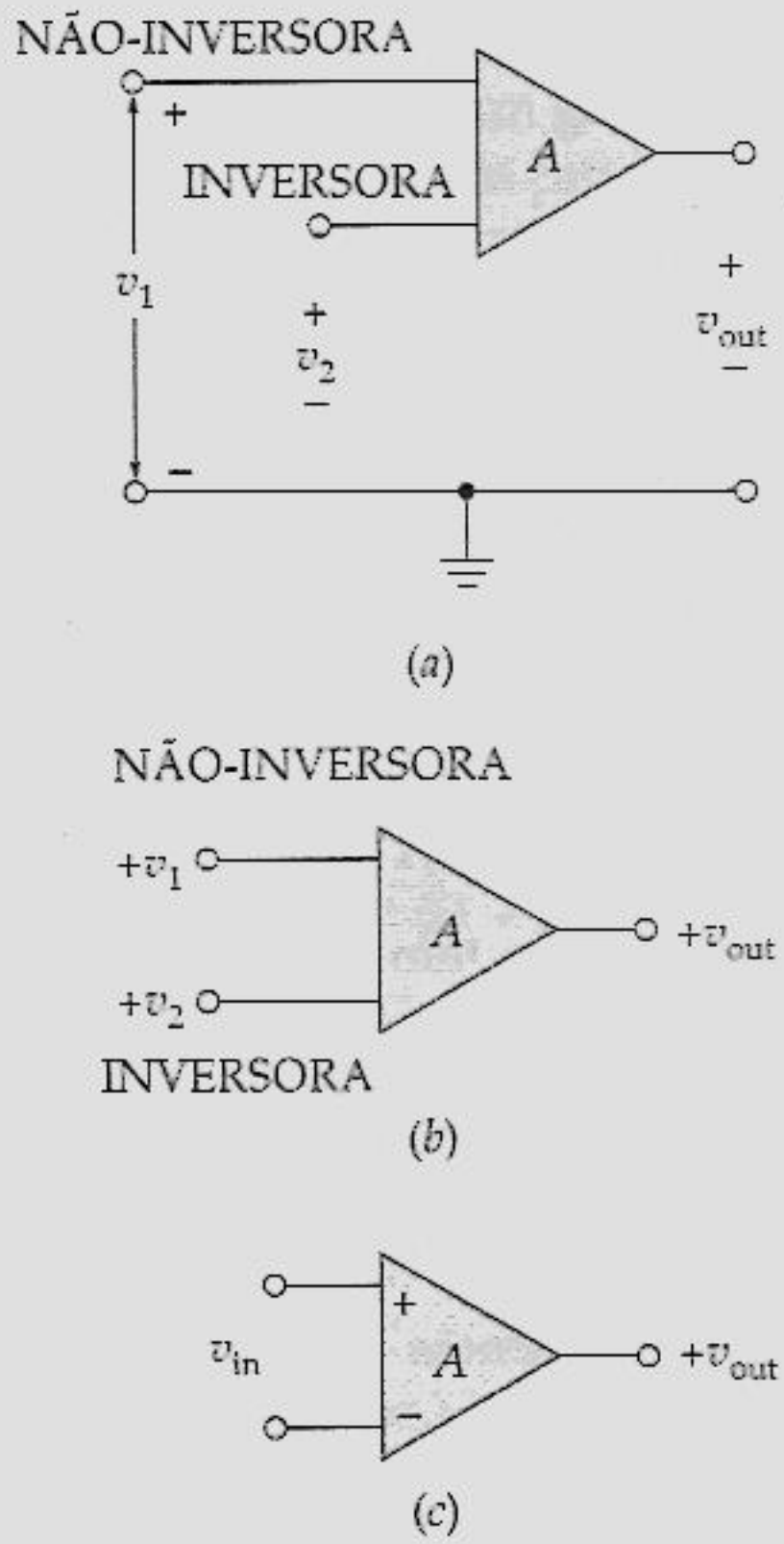


Figura 18.11 Símbolos para um amp op.

Na maioria das vezes, não nos preocupamos em desenhar a linha do potencial do terra como mostra a Figura 18.11*b*. O principal a ser lembrado aqui é que as tensões têm como referência a terra, ainda que o terra não seja indicado.

A Figura 18.11*c* mostra um outro símbolo para um amp op. A entrada não-inversora tem um sinal de mais (+) porque não ocorre inversão de fase com essa entrada.

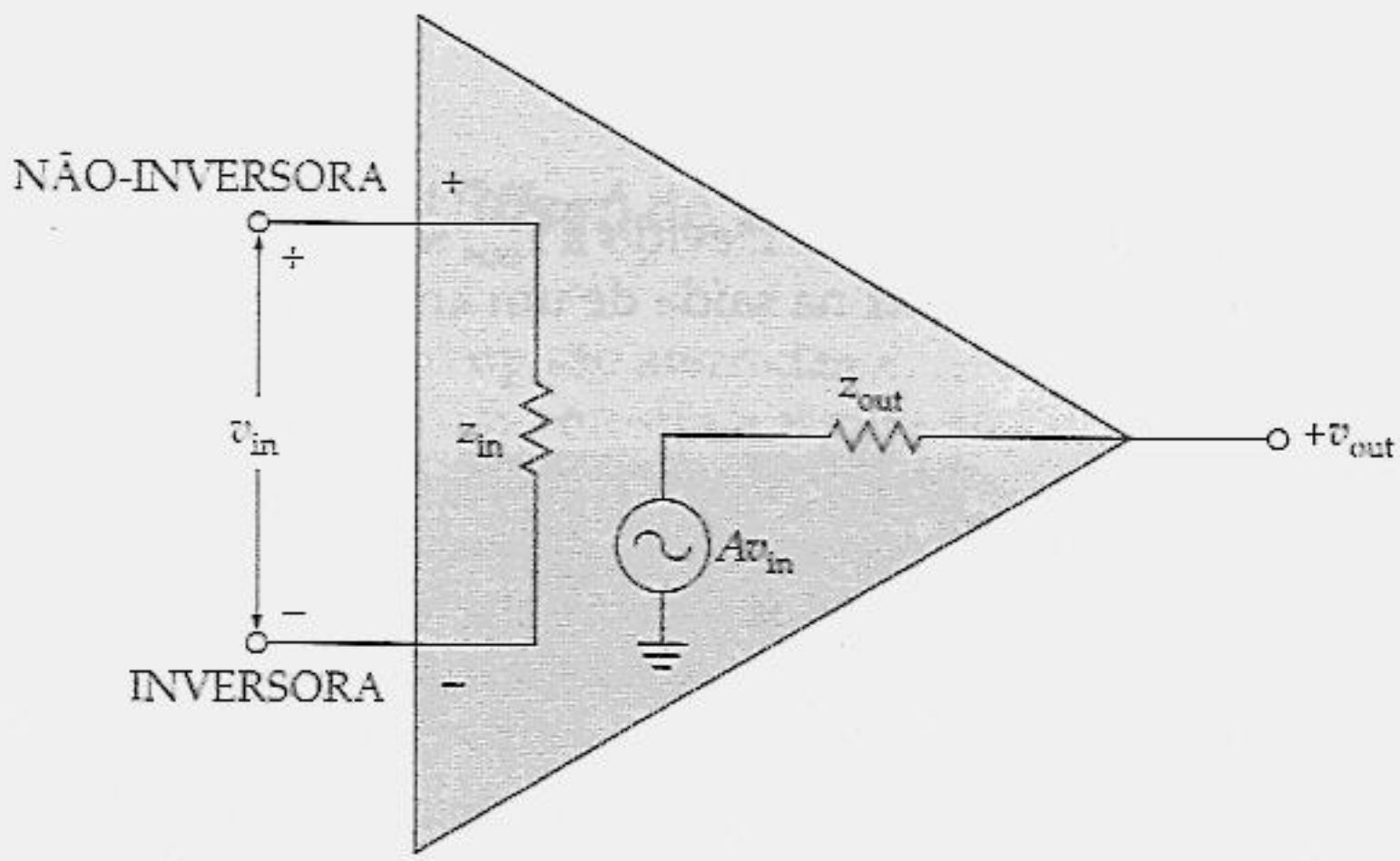


Figura 18.12 Impedância de entrada e circuito Thévenin de saída.

Por outro lado, a entrada inversora tem um sinal de menos (–), lembrando da inversão de fase que ocorre com essa entrada. A tensão diferencial de entrada v_{in} aparece entre as entradas inversora e não-inversora. A tensão de saída é dada por

$$v_{out} = Av_{in} \tag{18.8}$$

Dada a tensão de entrada, você pode multiplicá-la pelo ganho de tensão para obter a tensão de saída.

Reorganizando a Equação (18.8), temos

$$v_{in} = \frac{v_{out}}{A} \tag{18.9}$$

Essa equação é útil porque algumas vezes você pode medir facilmente a tensão de saída mas não a de entrada. Nesse caso, você mede v_{out} para calcular v_{in}.

Quando você observar a Figura 18.11*c*, as coisas mais importantes para lembrar são a impedância de entrada, o ganho de tensão e a impedância de saída. Em outras palavras, você quer utilizar a sua imaginação para visualizar a Figura 18.12 como um resumo para um amp op. Na Figura 18.12, z_{in} é a impedância de entrada do amp op, aproximadamente 2 MΩ para um 741. Enquanto o amp op estiver operando na região linear (transistores de saída não-saturados), a saída de um amp op é equivalente a um circuito Thévenin, como mostra a Figura 18.12. A tensão Thévenin de saída é

$$v_{th} = Av_{in}$$

Para um 741C, A é 100.000 e z_{in} é 75 Ω. Devido a z_{out} ser geralmente muito menor do que a resistência da carga conectada na saída de um amp op, v_{out} é aproximadamente igual a v_{th}.

Exemplo 18.9

Um 741C tem uma tensão de entrada de 1 μV. Qual a tensão de saída?

Solução

Multiplique a tensão de entrada pelo ganho de tensão. Como um 741C tem um ganho de tensão de 100.000, a tensão de saída é

$$v_{out} = 100.000(1\mu V) = 0{,}1\ V$$

Essa resposta admite que nenhuma resistência de carga está conectada no amp op.

Se houver uma resistência de carga, parte da tensão Thévenin de saída na Figura 18.12 aparecerá sob a forma de queda de tensão sobre a impedância de saída do amp op. Você pode desconsiderar essa queda de tensão interna quando a resistência de carga for pelo menos 100 vezes maior do que a impedância de saída. Em um 741C, a impedância de saída é de 75 Ω, de forma que uma resistência de carga maior do que 7,5 kΩ produz um efeito de carga muito pequeno.

Exemplo 18.10

Um 741C tem uma tensão de saída de 5 V. Qual a tensão de entrada se o ganho de tensão for 100.000?

Solução

Divida a tensão de saída pelo ganho de tensão:

$$v_{in} = \frac{5\ V}{100.000} = 50\ \mu V$$

18.5 CARACTERÍSTICAS DOS AMPS OP

Pelo fato de o amp op ser um amplificador *cc*, você tem de considerar as características *cc* e *ca* quando fizer manutenção, análise e projeto de circuitos com amp op. Nesta seção, vamos observar com cuidado um problema de compensação (*offset*), bem como discutir outras características que afetam a performance de um amp op.

Tensão de Compensação (*Offset*) de Entrada

Quando as entradas de um amp op são aterradas, existe quase sempre uma tensão de compensação (*offset*) de saída, como mostra a Figura 18.13*a*, porque os transistores de entrada têm valores de V_{BE} diferentes. A tensão de compensação de entrada é provocada pelas diferenças nas curvas de V_{BE}. Por exemplo, as folhas de dados de um 741C típico fornecem uma tensão de compensação de entrada de ± 2 mV. Essa diferença de 2 mV é um sinal de entrada indesejado que é amplificado e produz uma tensão de compensação de saída. Para eliminar a tensão de compensação de saída, podemos aplicar uma tensão de 2 mV na entrada inversora, como mostra a Figura 18.13*b*. Por conseguinte, a tensão de compensação de saída diminui para zero. Como a compensação pode ter qualquer polaridade, talvez seja necessário inverter a polaridade da tensão de 2 mV.

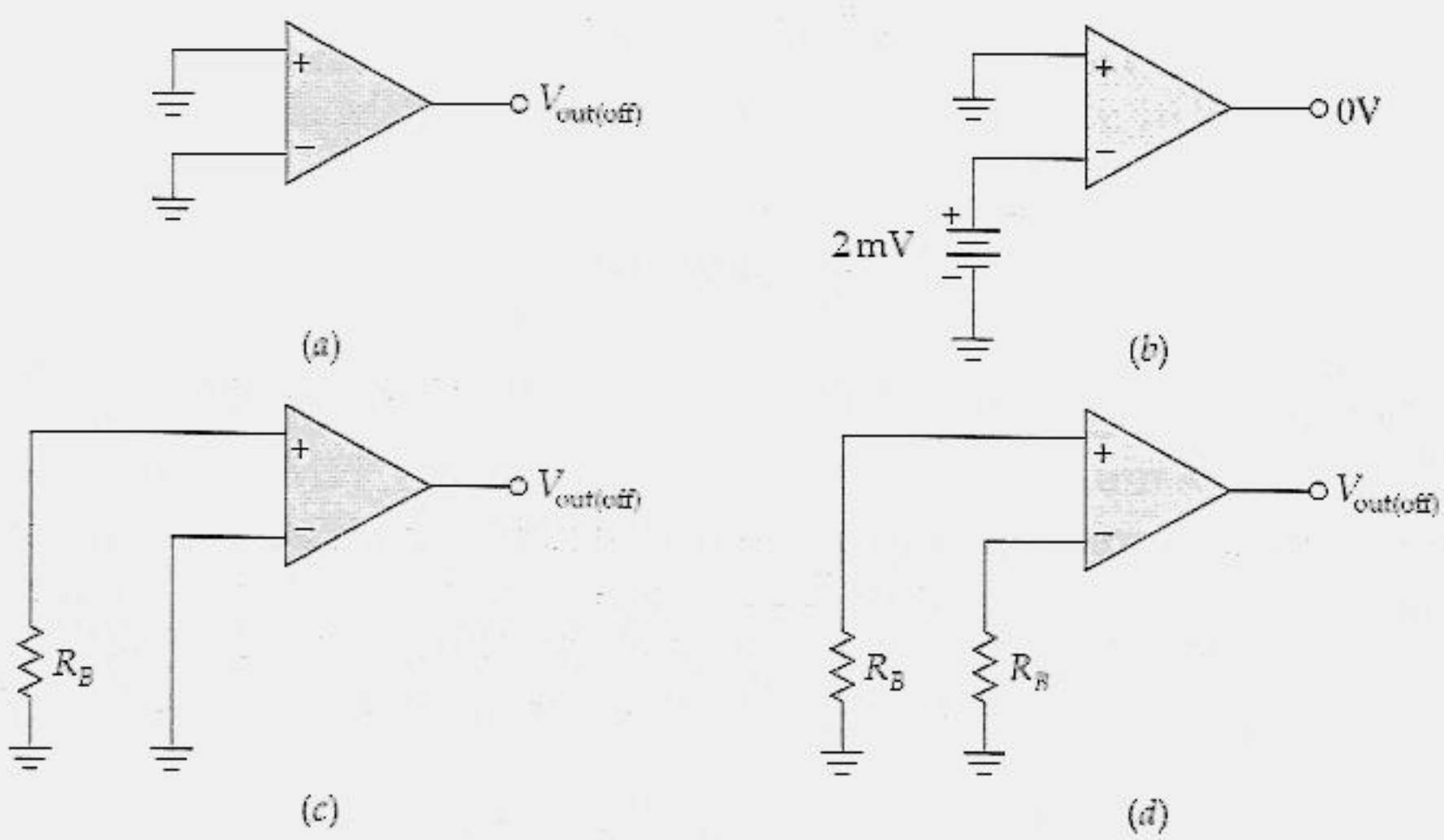


Figura 18.13 (*a*) Tensão de compensação de saída; (*b*) anulando a tensão de compensação de saída; (*c*) o resistor de retorno pode produzir tensão de compensação de saída; (*d*) resistores iguais de retorno reduzem a tensão de compensação de saída.

Corrente de Compensação (*Offset*) de Entrada

Suponha que utilizemos um amp op cujos transistores de entrada têm curvas iguais para V_{BE}. Então a tensão de compensação de entrada é zero. Porém, um problema ainda pode surgir devido às correntes de polarização. Se uma ou outra entrada do amp op tiver uma resistência de retorno muito grande para o terra, poderá existir uma tensão de compensação de saída. Por exemplo, a Figura 18.13*c* mostra uma resistência R_B entre a entrada não-inversora e o terra. Como há uma corrente de base I_{B1} através de R_B, aparece uma tensão na entrada inversora, dada por

$$v_1 = I_{B1} R_B$$

Como a entrada inversora está aterrada, $v_2 = 0$. Portanto,

$$v_{in} = I_{B1} R_B \tag{18.10}$$

Essa tensão de entrada indesejada é amplificada e produz uma tensão de compensação de saída. Se R_B for suficientemente pequeno, a tensão de compensação de saída resultante pode ser suficientemente pequena e, conseqüentemente, desconsiderada.

Uma forma de reduzir a tensão de compensação de saída é acrescentar uma resistência igual na outra entrada, como mostra a Figura 18.13*d*. Neste caso,

$$v_1 = I_{B1} R_B - I_{B2} R_B$$

ou

$$v_{in} = I_{in(offset)} R_B \tag{18.11}$$

Devido a $I_{in(offset)}$ ser muito menor do que I_{B1}, a tensão de entrada indesejada será muito menor.

Nos circuitos com amp op, que serão discutidos mais adiante, os resistores de base podem ser iguais, como mostra a Figura 18.14. Devido à tensão de compensação de entrada, que pode ter qualquer polaridade, e também devido à corrente de uma entrada, que pode ser maior do que a da outra, a tensão diferencial de entrada é dada por

$$v_{in} = \pm\ \Delta V_{BE} + I_{B1} R_{B1} - I_{B2} R_{B2} \tag{18.12}$$

Essa equação para a tensão de entrada indesejada total inclui os efeitos das diferenças nas curvas de V_{BE} e das diferenças nos valores de β_{cc}. As folhas de dados chamam o primeiro termo, ΔV_{BE}, de tensão de compensação de entrada. Os próximos dois termos, $I_{B1} R_{B1}$ e $I_{B2} R_{B2}$, foram calculados quando discutidos no capítulo anterior. Dadas $I_{in(bias)}$ e $I_{in(offset)}$, podemos calcular I_{B1} e I_{B2}. Quando as duas resistências de base são iguais, como mostra a Figura 18.13*d*, a Equação (18.12) é simplificada para

$$v_{in} = \pm \Delta V_{BE} \pm I_{in(offset)} R_B \tag{18.13}$$

Mais Três Características

A *razão de rejeição em modo comum* foi definida anteriormente. Para um 741C, a CMRR' = 90 dB em baixas freqüências. Dados os sinais iguais, sendo um deles o sinal desejado e o outro o sinal em modo comum, o sinal desejado será, na saída, 90 dB maior do que o sinal em modo comum. De uma forma numérica habitual, isto significa que o sinal desejado será aproximadamente 30.000 vezes maior do que o sinal em modo comum. Em altas freqüências, efeitos reagentes degradam a CMRR', como mostra a Figura 18.15*a*. Observe que a CMRR' é de aproximadamente 75 dB a 1 kHz, 56 dB a 10 kHz e assim por diante.

O *valor MPP* de um amplificador é a máxima tensão de pico a pico não ceifada de saída que um amplificador pode produzir. Como a saída quiescente de um amp op é idealmente zero, a tensão *ca* de saída pode oscilar positiva ou negativamente. Para resistências de carga que sejam muito maiores do que z_{out}, a tensão de saída pode oscilar quase nos valores das tensões de alimentação. Por exemplo, se V_{CC} = +15 *V* e V_{EE} = – 15 V, o valor da MPP com uma resistência de carga de 10 kΩ é idealmente 30 V.

Na realidade, a saída não pode oscilar até os valores das tensões de alimentação porque existem pequenas quedas de tensões nos estágios finais do amp op. Além disso, quando a resistência de carga não é grande, comparada com z_{out}, parte da tensão amplificada aparece como queda através de z_{out}, o que significa que a tensão final de saída é menor. A Figura 18.15*b* mostra a MPP *versus* a resistência de carga para um 741C. Observe que a MPP é de aproximadamente 27 V para um R_L de 10 kΩ, 25 V para 1 kΩ e 7 V para 100 Ω.

Em algumas aplicações, um amp op pode acionar uma resistência de carga de aproximadamente zero. Nesse caso, você precisa saber o valor da *corrente de curto-circuito de saída*. As folhas de dados de um 741C fornecem uma corrente de curto-circuito de 25 mA. Se você usar um pequeno resistor de carga (menor do que 75 Ω), não espere obter uma tensão de saída grande, pois a tensão não pode ser maior do que os 25 mA vezes a resistência de carga.

Resposta de Freqüência

A Figura 18.15*c* mostra a resposta de freqüência para pequeno sinal de um 741C. Na banda média, o ganho de tensão é 100.000. O 741C tem uma freqüência crítica f_c de 10 Hz. Conforme indicado, o ganho de tensão é 70.700 (3 dB abaixo) a 10 Hz. Acima da freqüência crítica, o ganho de tensão diminui a uma taxa de 20 dB por década.

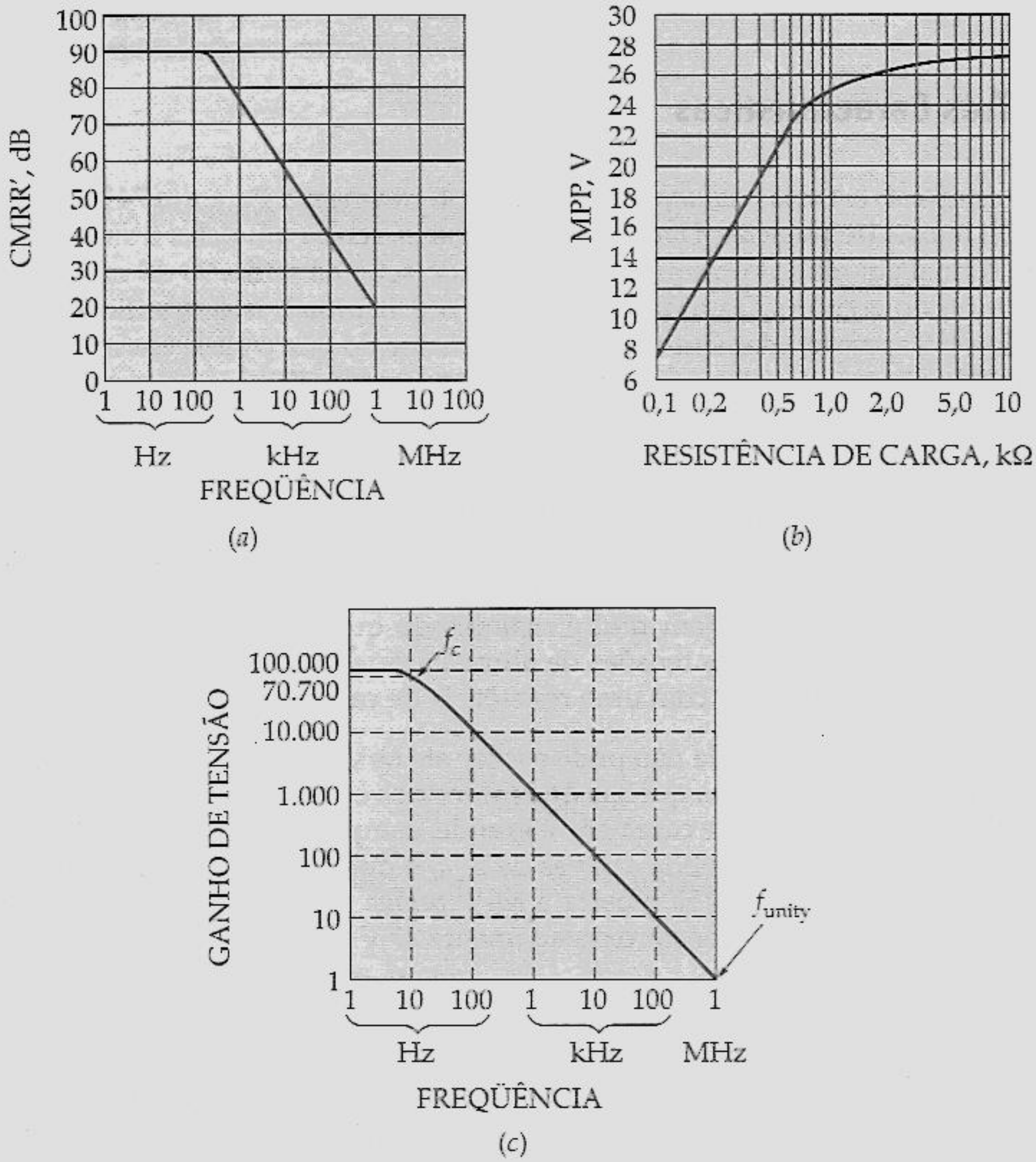


Figura 18.15 (*a*) Razão de rejeição em modo comum; (*b*) tensão de pico a pico máxima de saída; (*c*) resposta de freqüência.

A freqüência de ganho unitário é a freqüência em que o ganho de tensão é igual a 1. Na Figura 18.15*c*, f_{unity} é 1 MHz. As folhas de dados geralmente especificam o valor de f_{unity} porque ele representa o limite superior no ganho útil de um amp op. Por exemplo, as folhas de dados de um 741C fornecem um f_{unity} de 1 MHz. Acima de 1 MHz, o ganho de tensão é menor do que 1 e o 741C se torna inútil. Se um projetista precisa de um f_{unity} maior, existem outros amps op à disposição. Por exemplo, o LM318 tem um f_{unity} de 15 MHz, o que significa que ele pode produzir um ganho de tensão utilizável em freqüências até 15 MHz.

Distorção Devido à Taxa de Variação

Devido ao capacitor de compensação num 741, a saída do amp dif não pode variar mais rápido do que a taxa de variação dada por

$$S_R = \frac{I_T}{C_C}$$

Em um 741, $I_T = 15\ \mu A$ e $C_C = 30$ pF. Portanto, a taxa de variação de um 741C é

$$S_R = \frac{15\ \mu A}{30\ pF} = 0{,}5\ V/\mu s$$

Esse é o limite para grande sinal de um 741C. A sua tensão de saída não pode variar mais rápido do que 0,5 V/μs.

Como você sabe, a taxa de variação limita a resposta de um amp op para grandes sinais de alta freqüência. Se a variação inicial da onda senoidal amplificada for maior do que a taxa de variação do amp op, a saída será menor do que deveria ser e terá o aspecto de uma onda triangular em vez de senoidal. Já deduzimos essa equação para a largura de banda para grandes sinais:

$$f_{máx} = \frac{S_R}{2\pi V_p} \tag{18.14}$$

Essa equação informa que a maior freqüência, sem a distorção devido à taxa de variação, é dada pela taxa de variação dividida por 2π vezes a tensão de pico. Uma alternativa útil é

$$V_p = \frac{S_R}{2\pi f_{máx}} \tag{18.15}$$

A propósito, a Figura 18.9 mostra três gráficos diferentes da Equação (18.14) para a taxa de variação de 0,5 V/μs, 5 V/μs e 50 V/μs. Como a taxa de variação de um 741C é 0,5 V/μs, a curva de baixo na Figura 18.9 se aplica ao 741C. Essa curva irá lhe informar à primeira vista que a largura de banda para grandes sinais é para qualquer valor de pico de saída. Em outras palavras, você não tem de utilizar a Equação (18.14) se a taxa de variação for de 0,5 V/μs (a curva de baixo), 5 V/μs (a curva do meio), ou 50 V/μs (a curva de cima). Para outros valores de taxa de variação, você pode utilizar a Equação (18.14) para calcular a largura de banda para grandes sinais.

Exemplo 18.11

A Figura 18.16 mostra um 741C com os números dos pinos. O pino 3 é a entrada não-inversora, o pino 2 é a entrada inversora, os pinos 7 e 4 são para as tensões de alimentação e o pino 6 é a saída. Um 741C apresenta os seguintes valores, para as piores condições de operação, fornecidos pelas folhas de dados: $\Delta V_{BE} = 2$ mV, $I_{in(bias)} = 80$ nA e $I_{in(offset)} = 20$ nA. Qual a tensão total indesejada de entrada para a pior situação? Qual a tensão de compensação (*offset*) de saída?

Solução

Existem duas componentes distintas na tensão indesejada de entrada. Primeira, há o efeito da diferença nas curvas de V_{BE}. Segunda, há a diferença nos valores de β_{cc}, o que se traduz em diferença nas duas tensões de base, pinos 3 e 2. Com a Equação (18.13),

$$v_{in} = \pm\ 2\text{ mV} \pm\ (20\text{ nA})(220\text{ k}\Omega) = \pm\ 6{,}4\text{ mV}$$

Isso significa que uma tensão indesejada de entrada pode estar em qualquer ponto na faixa de – 6,4 mV a + 6,4 mV. Na pior situação, a sua magnitude pode ser tão grande quanto 6,4 mV.

Quando um 741C está operando na região linear, ele tem um ganho de tensão de 100.000. Admita que o ganho de tensão seja 100.000 e calcule a tensão de compensação de saída da seguinte forma:

$$v_{out} = 100.000(\pm\ 6{,}4\text{ mV}) = \pm\ 640\text{ V}$$

Essa resposta é impossível e é um bom exemplo de *redução ao absurdo* (Capítulo 7 no volume 1). Como obtivemos uma resposta absurda, temos de reexaminar as nossas suposições. Admitimos que o ganho de tensão era 100.000. Isto é verdade apenas quando o amp op opera na região linear. Como a resposta é impossível, o amp op só pode estar saturado.

Como um 741C tem um valor MPP de 27 V (veja a Figura 18.15*b*), sua saída pode variar para + 13,5 V no lado positivo e para – 13,5 V no lado negativo. Quando a tensão de entrada for de + 6,4 mV, a saída do amp op irá se tornar 13,5 V. Quando a tensão de entrada for de – 6,4 mV, a saída irá se tornar – 13,5 V.

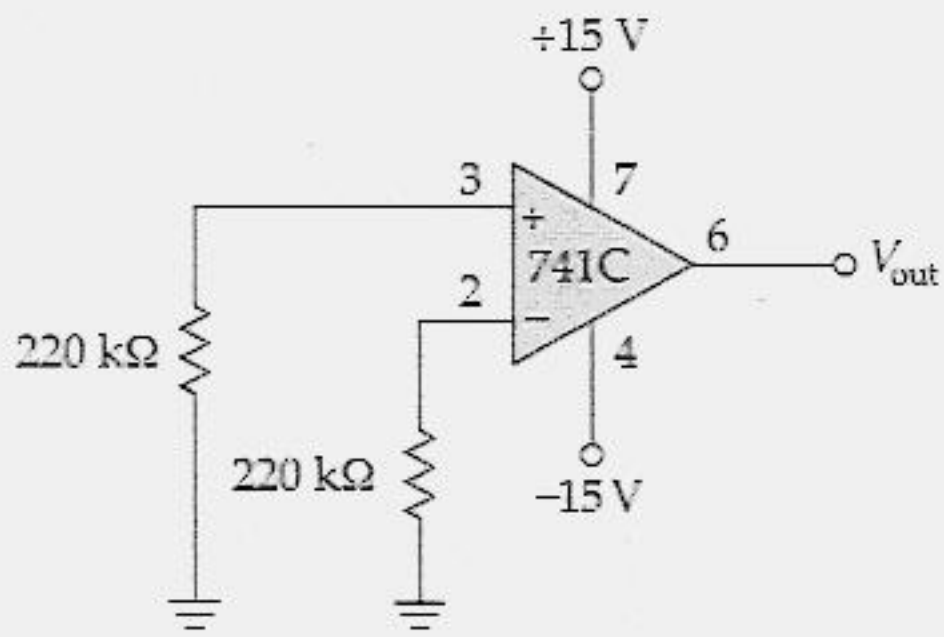


Figura 18.16 Exemplo.

Exemplo 18.12

Use as folhas de dados do exemplo anterior. Qual a tensão indesejada de entrada que produz exatamente a saturação do amp op?

Solução

No lado positivo, a saída do amp op pode variar para + 13,5 V antes que a saturação ocorra. O amp op tem um ganho de tensão de 100.000 até esse nível de tensão. Portanto, a tensão exata de entrada que produz a saturação é

$$v_{in} = \frac{13{,}5\ \text{V}}{100.000} = 0{,}135\ \text{mV}$$

Esse valor é muito menor do que o da pior situação, que é de 6,4 mV. Isto significa que se você construir o circuito da Figura 18.16, ele irá saturar pelo menos 95 vezes em 100. Portanto, um circuito como o da Figura 18.16 será inútil no projeto atual.

Exemplo 18.13

Um 741C tem uma taxa de variação de 0,5 V/μs. Qual a largura de faixa para grandes sinais se a tensão de saída tem um valor de pico de 10 V?

Solução

Com a Equação (18.14), podemos calcular a máxima freqüência sem a distorção devido à taxa de variação:

$$f_{máx} = \frac{0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi(10\ \text{V})} = 7{,}96\ \text{kHz}$$

Nessa freqüência, o amp op pode produzir um sinal de saída senoidal sem distorção com um valor de pico de 10 V. Se você aumentar a freqüência acima de 7,96 kHz, o sinal de saída começa a retrair e se torna triangular em vez de senoidal.

Exemplo 18.14

Qual o maior sinal de saída, sem distorção, de um 741C se a freqüência for de 50 kHz?

Solução

Com a Equação (18.15),

$$V_p = \frac{0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi(50\ \text{kHz})} = 1{,}59\ \text{V}$$

Isso significa que o amp op produz um sinal de saída sem distorção com um valor de pico de 1,59 V e uma freqüência de 50 kHz. Se você aumentar o sinal de entrada na tentativa de obter mais tensão de saída, o sinal de saída será distorcido e irá se parecer com uma onda triangular em vez de senoidal.

18.6 AMPS OP POPULARES

A Tabela 18.1 mostra alguns amps op populares. Do LF351 até o LF13741 e do TL071 até o TL074 são amps op BIFET. Observe o quanto são pequenas as correntes de polarização de entrada para esses dispositivos. O LM741C tem uma tensão de compensação de entrada típica de 2 mV, uma corrente de polarização de entrada de 80 nA, uma corrente de compensação de entrada de 20 nA e assim por diante. Se as resistências de retorno *cc* nas entradas inversora e não-inversora têm de ser altas, um 741C pode produzir uma tensão de compensação de saída muito grande. Num caso como esse, você pode procurar um amp op como o LF13741, um amp op BIFET de múltiplas aplicações, que é uma substituição para o 741 de transistores bipolares.

Tabela 18.1 Parâmetros Típicos de Amps Op Populares

Número	$V_{in(off)}$, mV	$I_{in(bias)}$, nA	$I_{in(off)}$, nA	$I_{out(máx)}$, mA	f_{unity}, MHz	Taxa de variação *(SR)* V/μs
LF351	5	0,05	0,025	20	4	13
LF353	5	0,05	0,025	20	4	13
LF355	3	0,03	0,003	20	2,5	5
LF356	3	0,03	0,003	20	5	12
LF13741	5	0,05	0,01	25	1	0,5

Tabela 18.1 Parâmetros Típicos de Amps Op Populares (*continuação*)

Número	$V_{in(off)}$, mV	$I_{in(bias)}$, nA	$I_{in(off)}$, nA	$I_{out(máx)}$, mA	f_{unity}, MHz	Taxa de variação *(SR)* V/μs
LM10C	0,5	12	0,4	20	0,1	0,12
LM11C	0,1	0,025	0,0005	2	0,5	0,3
LM301C	2	70	3	10	1	0,5
LM307	2	70	3	10	1	0,5
LM308	2	1,5	0,2	5	0,3	0,15
LM318	4	150	30	21	15	70
LM324	2	45	5	20	1	0,5
LM348	1	30	4	25	1	0,5
LM358	2	45	5	40	1	0,5
LM709	2	300	100	42	*	0,25
LM739	1	300	50	1,5	6	1
LM741C	2	80	20	25	1	0,5
LM747C	2	80	20	25	1	0,5
LM748	2	80	20	27	*	*
LM1458	1	200	80	20	1	0,5
LM4250	3-5	*	*	*	*	*
LM13080	3	*	*	250	1	*
NE 531	2	400	50	20	1	35
TL071	3	0,03	0,005	10	3	13
TL072	3	0,03	0,005	10	3	13
TL074	5	0,05	0,025	17	4	13

*Controlados externamente por resistores ou capacitores.

A tabela também inclui a máxima corrente de saída, a freqüência de ganho unitário e a taxa de variação. Algumas vezes um 741C pode não responder suficientemente rápido de forma a produzir uma largura de banda para grandes sinais adequada para a sua aplicação. Nesse caso, você pode procurar um dispositivo com uma taxa de variação mais rápida, como o TL071, que é um amp op BIFET barato. A última arma para os problemas de taxa de variação é o LM318; ele possui uma taxa de variação de 70 V/μs.

Todos os dados são típicos. Para obter os valores para as piores situações e outras especificações, você terá de se reportar às folhas de dados do fabricante. Para os dispositivos apresentados na Tabela 18.1, a CMRR é de 80 a 100 dB e o ganho de tensão é de 100.000 a 300.000. Alguns dos dispositivos são bastante incomuns. O LM4250, por exemplo, tem uma série de asteriscos. Um asterisco significa que o valor da grandeza pode ser alterado pelo usuário. Em outras palavras, o LM4250 é programável por um único resistor externo que lhe permite alterar as correntes de polarização e de compensação de entrada, a taxa de variação, a freqüência de ganho unitário etc.

TÓPICOS OPCIONAIS

18.7 OUTROS CIs LINEARES

Embora o amp op seja o CI linear mais importante, você encontra outros CIs lineares em várias aplicações. Esta seção examina rapidamente alguns desses CIs. A nossa inspeção inclui apenas os principais tipos.

Amplificadores de Áudio

Preamplificadores *(preamps)* são amplificadores de áudio com menos de 50 mW de potência de saída. Os preamps são otimizados para proporcionar baixo ruído porque eles são usados na seção de entrada de sistemas de áudio, onde amplificam sinais fracos provenientes de cartuchos fotográficos, cabeçotes magnéticos de gravadores de fita, microfones etc.

Um exemplo de um CI preamplificador é o LM381, um duplo preamplificador 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 para grandes sinais de 75 kHz para 10 V. Ele funciona a partir de uma fonte de alimentação positiva de 9 a 40 V. A sua impedância de entrada é de 100 kΩ e a sua impedância de saída é de 150 Ω. O estágio de entrada do LM381 é um amp dif, que permite uma entrada diferencial ou com um único terminal.

Os amplificadores de áudio de nível médio possuem potências de saída de 50 a 500 mW. Eles são úteis próximos da seção de saída de pequenos sistemas de áudio, como rádios transistorizados ou geradores de sinal. Um exemplo é o MHC4000P, que possui uma potência de saída de 250 mW.

Os amplificadores de áudio de potência liberam mais de 500 mW de potência de saída. Eles são usados em amplificadores de toca-discos, intercomunicadores, rádios AM-FM e em outras aplicações. O LM380 é um exemplo. Ele possui um ganho de tensão de 34 dB, uma largura de banda de 100 kHz e uma potência de saída de 2 W. Um outro exemplo é o LM2002, que possui um ganho de tensão de 40 dB, uma largura de banda de 100 kHZ e uma potência de saída de 8 W.

A Figura 18.17 mostra um diagrama esquemático sinplificado do LM380. O amp dif de entrada utiliza transistores *pnp*. O sinal pode ser acoplado diretamente, o que é uma vantagem no uso de transdutores. O amp dif aciona uma carga de espelho de corrente (Q_5 e Q_6). A saída do espelho de corrente vai para o seguidor de emissor (Q_7) e para o acionador EC (Q_8). O estágio de saída é um seguidor de emissor *push-pull* classe B (Q_{13} e Q_{14}).

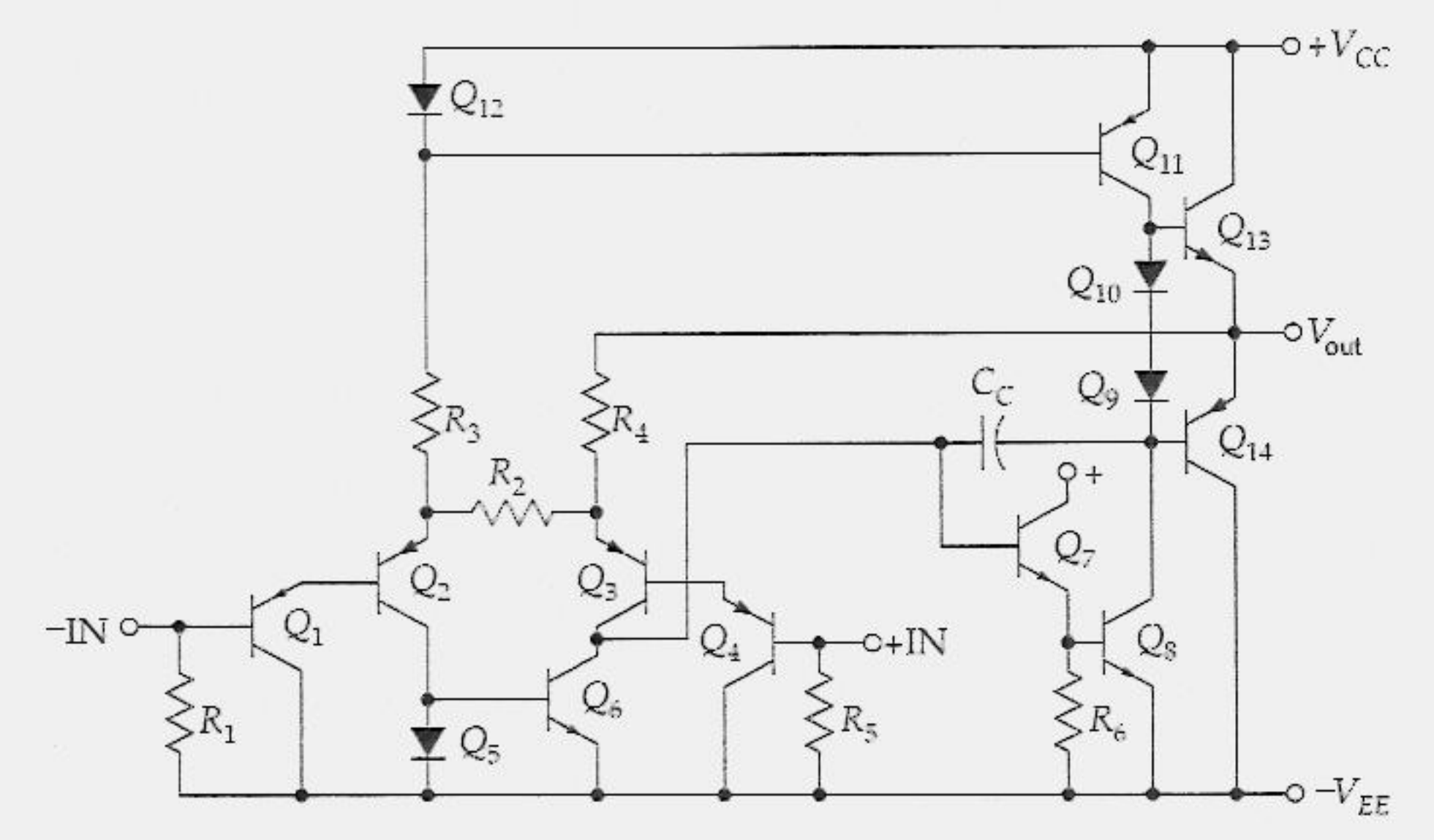


Figura 18.17 Diagrama esquemático simplificado do LM380 e CIs similares de áudio.

Existe um capacitor interno de compensação de 10 pF que reduz o ganho de tensão a uma taxa de 20 dB por década. Esse capacitor produz uma taxa de inclinação de aproximadamente 5 V/μs.

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 ampla faixa de freqüências. As larguras de banda típicas estão situadas na faixa de megahertz. Os amplificadores de vídeo não são

necessariamente amplificadores *cc*, mas freqüentemente possuem uma resposta que se estende até a freqüência zero. Eles são usados em aplicações nas quais a faixa de freqüências de entrada é muito grande. Por exemplo, muitos osciloscópios trabalham com freqüências de 0 a 10 MHz; instrumentos como esses utilizam amplificadores de vídeo para aumentar a intensidade do sinal antes de aplicá-lo ao tubo de raios catódicos. Um outro exemplo é o receptor de televisão que utiliza um amplificador de vídeo para processar sinais com freqüências de praticamente zero até cerca de 4 MHz.

Os CIs amplificadores de vídeo possuem ganho de tensão e larguras de banda que você pode ajustar conectando diferentes resistores externos. Por exemplo, o μA702 tem um ganho de tensão em decibel de 40 dB e uma freqüência de corte de 5 MHz; mudando o valor dos componentes externos você pode obter um ganho útil até 30 MHz. O MC1553 possui um ganho de tensão em decibel de 52 dB e uma largura de banda de 20 MHz; estes valores são ajustáveis pela mudança nos valores dos componentes externos. O LM733 possui uma largura de banda bem ampla; ele pode ser ajustado para fornecer um ganho de 20 dB e uma largura de banda de 120 MHz.

Amplificador de RF e FI

Um amplificador de radiofreqüência (RF) é geralmente o primeiro estágio de um receptor de AM, FM ou de TV. Os amplificadores de freqüências intermediárias (FI) geralmente são estágios intermediários. Os CIs como o LM703 incluem amplificadores de RF e de FI na mesma pastilha. Os amplificadores são sintonizados (ressonantes) de modo que amplificam somente uma estreita faixa de freqüências. Isto permite que o receptor sintonize um sinal desejado de uma determinada estação de televisão ou de rádio. Como foi mencionado anteriormente, naõ é prático integrar indutores e capacitores grandes em um chip. Por isso, você precisa conectar externamente capacitores e indutores à pastilha para obter os amplificadores sintonizados.

Reguladores de Tensão

O Capítulo 4 (volume 1) discutiu os retificadores e as fontes de alimentação. Depois de filtrada, temos uma tensão *cc* com ondulação. Esta tensão *cc* é proporcional à tensão da linha, isto é, ela variará de 10% se a tensão da linha variar 10%. Na maioria das aplicações, uma variação de 10% na tensão *cc* é demasiada e torna-se necessária uma regulação de tensão. Os novos CIs reguladores de tensão típicos são os da série LM340. Chips desse tipo podem manter a saída *cc* da tensão dentro de 0,01% para as variações normais na linha de tensão e da resistência de carga. Outras características incluem uma saída negativa ou positiva, tensão de saída ajustável e proteção contra curto-circuitos.

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 18.1 Resposta de Freqüência para Pequenos Sinais

O capacitor de compensação produz uma freqüência crítica dominante que é muito menor do que as freqüências críticas produzidas pelas capacitâncias internas do transistor e pelas capacitâncias parasitas. Por isso, o ganho de tensão de um amp dif diminui aproximadamente 20 dB por década acima da freqüência crítica dominante. Além da freqüência crítica, a freqüência de ganho unitário é importante. Nessa freqüência, o ganho de tensão é igual a 1.

Seção 18.2 Resposta de Freqüência para Grandes Sinais

Devido ao capacitor de compensação, a tensão de saída não pode mudar repentinamente de um nível de tensão para outro. A taxa máxima de variação da tensão ocorre no início da carga do capacitor e é chamada de taxa de variação (*slew rate*). Quando a inclinação inicial da onda senoidal for menor do que a taxa de variação, nenhuma distorção ocorrerá. Mas quando a inclinação inicial for maior do que a taxa de variação, o sinal de saída será distorcido, passando a se parecer mais com uma onda triangular, em vez de senoidal.

Seção 18.3 Largura de Banda para Grandes Sinais

A inclinação inicial de uma onda senoidal é determinada por duas coisas: freqüência e valor de pico. Por isso, a máxima freqüência entre os amps op que não provoca distorção depende da taxa de variação e do valor de pico. A largura de faixa para grandes sinais é a maior freqüência que um amp op pode amplificar sem distorção para uma tensão de pico especificada. Com o comprometimento do valor de pico, você poderá obter uma maior largura de faixa para grandes sinais.

Seção 18.4 O Amp Op

O 741C é uma segunda geração de amp op que tem se tornado um padrão industrial. Ele tem um ganho de tensão de 100.000, uma impedância de entrada de 2 MΩ e uma impedância de saída de 75 Ω. Esse dispositivo usa um amp dif no estágio de entrada, seguido de estágios adicionais para ganho de tensão. O estágio de saída é um seguidor de emissor *push-pull* classe B. Além de um capacitor de compensação para produzir uma freqüência crítica dominante, o 741C utiliza transistores como resistores de carga ativa. Se for necessário uma maior impedância de entrada, o amp op BIFET e o LF13741 estão disponíveis. Eles utilizam seguidores de fonte JFET na seção de entrada para aumentar a impedância.

Seção 18.5 Características dos Amps Op

Na pior situação, o 741C tem uma tensão de compensação (*offset*) de entrada de ± 2 mV. Além disso, as duas correntes de base circulam através dos resistores de base, que produzem uma outra tensão indesejada de entrada. O 741C tem um

valor de MPP, ou tensão de oscilação de saída, de aproximadamente 27 V quando as tensões de alimentação são de ± 15 V. A CMRR' é de 90 dB, a corrente de curto-circuito é de 25 mA e a taxa de variação é de 0,5 V/μs. Finalmente, ele tem uma freqüência crítica de 10 Hz e uma freqüência de ganho unitário de 1 MHz.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 18.2 Frequência Crítica

$$f_c = \frac{f_{\text{unity}}}{A_{\text{mid}}}$$

Essa equação é muito importante e deve ser memorizada. Nós a usaremos muito nos próximos capítulos. Ela informa que a freqüência crítica é igual à freqüência de ganho unitário dividida pelo ganho de tensão na banda média.

Equação 18.3 Freqüência de Ganho Unitário

$$f_{unity} = A_{\text{mid}} f_c$$

Essa é a Equação (18.2) reescrita e informa que a freqüência de ganho unitário de um amp op é igual ao ganho de tensão na banda média vezes a freqüência crítica.

Equação 18.6 Inclinação Inicial da Onda Senoidal

$$S_S = 2\pi f V_p$$

Se você for capaz de se lembrar dessa equação, ela irá lhe informar se a distorção devido à taxa de variação ocorrerá. A inclinação inicial da onda senoidal é igual a 2π vezes a freqüência vezes o valor de pico. Essa inclinação inicial tem de ser menor do que a taxa de variação do amp op para evitar a distorção.

Equação 18.12 Tensão Indesejada de Entrada

$$v_{\text{in}} = \pm \Delta V_{BE} + I_{B1} R_{B1} - I_{B2} R_{B2}$$

Para eliminar a tensão de compensação de saída, um projetista tem de usar uma tensão de compensação de entrada de mesma magnitude e de fase oposta que a tensão de entrada dada por essa equação. O primeiro termo dessa equação é a tensão de compensação de entrada dada pelas folhas de dados. Os próximos dois termos são as tensões através dos resistores de base. Você pega a combinação da pior situação para obter a tensão indesejada total de entrada.

Equação 18.14 Largura de Banda para Grandes Sinais

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

Essa equação é deduzida a partir da equação da inclinação inicial da onda senoidal para a taxa de variação. Ela informa que um sinal com um valor de pico V_p pode ter uma freqüência menor que $f_{\text{máx}}$ se a distorção devido à taxa de variação é para ser evitada. A equação mostra que $f_{\text{máx}}$ é inversamente proporcional ao valor de pico. Se você quiser uma largura de banda maior para grandes sinais, você tem de concordar, portanto, com um valor de pico menor.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. O que controla a freqüência crítica dominante de um amp op?
   a) A capacitância parasita da fiação
   b) A capacitância base-emissor
   c) A capacitância coletor-base
   d) A capacitância de compensação

2. Uma capacitor de compensação impede
   a) Ganho de tensão
   b) Oscilações
   c) Corrente de compensação de entrada
   d) Largura de banda para grandes sinais

3. Na freqüência unitária (f_{unity}), o ganho de tensão é
   a) 1 *c)* A_{mid}
   b) R_C/r'_e *d)* Zero

4. A freqüência crítica de um amp op é igual à freqüência de ganho unitário dividida por
   a) f_c *c)* 1
   b) A_{mid} *d)* A_{CM}

5. Se a freqüência crítica for de 15 Hz e o ganho de tensão na banda média for 1.000.000, a freqüência de ganho unitário será de
   a) 25 Hz *c)* 1,5 MHz
   b) 1 MHz *d)* 15 MHz

6. Se a freqüência de ganho unitário é de 5 MHz e o ganho de tensão na banda média é de 200.000, a freqüência crítica é
   a) 25 Hz *c)* 1,5 MHz
   b) 1 MHz *d)* 15 MHz

7. A taxa de variação é igual à corrente dividida pela
   a) Tensão *c)* Capacitância
   b) Resistência *d)* Potência

8. A inclinação inicial de uma onda senoidal é diretamente proporcional à(ao)
   a) Taxa de variação
   b) Freqüência
   c) Ganho de tensão
   d) Capacitância

9. Quando a inclinação inicial de uma onda senoidal é maior do que a taxa de variação,
   a) Ocorre distorção
   b) Ocorre operação linear
   c) O ganho de tensão é máximo
   d) O amp op funciona melhor

10. A largura de faixa para grandes sinais aumenta quando
    a) A freqüência diminui
    b) O valor de pico diminui
    c) A inclinação inicial diminui
    d) O ganho de tensão aumenta

11. Um 741 utiliza
    a) Resistores discretos
    b) Carga passiva
    c) Carga ativa
    d) Um pequeno capacitor de acoplamento

12. Um 741 não pode funcionar sem
    a) Resistores discretos
    b) Carga passiva
    c) Retorno *cc* para o terra nas duas bases
    d) Um pequeno capacitor de acoplamento

13. A impedância de entrada de um amp op BIFET é
    a) Baixa *c)* Alta
    b) Média *d)* Extremamente alta

14. Um LF13741 é um
    a) Amp dif
    b) Seguidor de fonte
    c) Amp op de transistor bipolar
    d) Amp op BIFET

15. Se as duas tensões de alimentação são ± 15 V, o valor da MPP de um amp op é idealmente
a) 0 *c*) – 15 V
b) + 15 V *d*) 30 V

16. A freqüência crítica dominante de um 741 é controlada pelo(a)
a) Capacitor de acoplamento
b) Corrente de curto-circuito de saída
c) Largura de faixa para grandes sinais
d) Capacitor de compensação

17. O 741 tem uma freqüência de ganho unitário de
a) 10 Hz *c*) 1 MHz
b) 20 kHz *d*) 15 MHz

18. A freqüência de ganho unitário é igual ao produto da freqüência crítica pelo(a)
a) Capacitância de compensação
b) Corrente de cauda
c) Ganho de tensão na banda média
d) Resistência de carga

19. Se f_{unity} = 10 MHz e A_{mid} = 1.000.000, a freqüência crítica do amp op é
a) 10 Hz *c*) 50 Hz
b) 20 Hz *d*) 100 Hz

20. A inclinação inicial de uma onda senoidal aumenta quando
a) A freqüência diminui
b) O valor de pico aumenta
c) π aumenta
d) A taxa de variação diminui

21. Se a freqüência for maior do que a largura de banda para grandes sinais,
a) Ocorrerá a distorção devido à taxa de variação
b) Ocorrerá um sinal normal na saída
c) Aumentará a tensão de compensação de saída
d) Poderá ocorrer distorção

22. Um amp op tem 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

23. Um amp op possui um ganho de tensão de 500.000. Se a tensão de saída for de 1 V, a tensão de entrada é
a) 2 μV *c*) 10 mV
b) 5 mV *d*) 1 V

24. Um 741C possui tensões de alimentação de ± 15 V. Se a resistência de carga for grande, o valor da MPP será
a) 0 *c*) 27 V
b) + 15 V *d*) 0 V

25. Acima da freqüência crítica, 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

26. O ganho de tensão de um amp op é 1 na
a) Freqüência crítica
b) Freqüência de ganho unitário
c) Freqüência do gerador
d) Largura de faixa para grandes sinais

27. Quando ocorre a distorção devido à taxa de variação de uma onda senoidal, a saída
a) É grande
b) Apresenta-se triangular
c) É normal
d) Não tem *offset*

28. Um 741 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

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 18.1 Resposta de Freqüência para Pequenos Sinais

18.1 Qual a freqüência crítica na Figura 18.18? E a freqüência de ganho unitário?

18.2 As folhas de dados de um amp op fornecem A_{mid} = 400.000 e f_{unity} = 2 MHz. Qual a freqüência crítica do amp op?

18.3 Um amp op tem uma freqüência crítica de 20 Hz e um ganho de tensão na banda média de 500.000. Qual a freqüência de ganho unitário?

18.4 As resistências de cauda e de coletor do circuito da Figura. 18.18 são alterados para 47 kΩ. Qual a freqüência crítica? E a freqüência de ganho unitário?

18.5 Um 741C tem um ganho de tensão na banda média de 100.000 e uma freqüência de ganho unitário de 1 MHz. Qual a sua freqüência crítica?

18.6 Qual a freqüência crítica de um LM308 se o ganho de tensão na banda média for de 300.000 e a freqüência de ganho unitário for de 0,3 MHz?

18.7 Um LM308 tem um ganho de tensão na banda média de 200.000 e uma freqüência de ganho unitário de 15 MHz. Qual a sua freqüência crítica?

18.2 Resposta de Freqüência para Grandes Sinais

18.8 Um capacitor de compensação de 470 pF tem uma corrente máxima de carga de 500 μA. Qual a taxa de variação?

18.9 Para conseguir uma taxa de variação de 1 V/μs com uma corrente de carga máxima de 20 μA, qual seria o valor do capacitor de compensação?

18.10 Qual a taxa de variação do circuito da Figura 18.18?

18.11 Um amp op tem uma taxa de variação de 2,5 V/μs. Se um sinal de entrada possuir uma freqüência de 20 kHz e um valor de pico de 5 V, ocorrerá distorção devido à taxa de variação?

18.12 Qual a inclinação inicial de uma onda senoidal com uma freqüência de 20 kHz e um valor de pico de 1 V? O que acontecerá com a inclinação inicial se o valor de pico aumentar para 10 V?

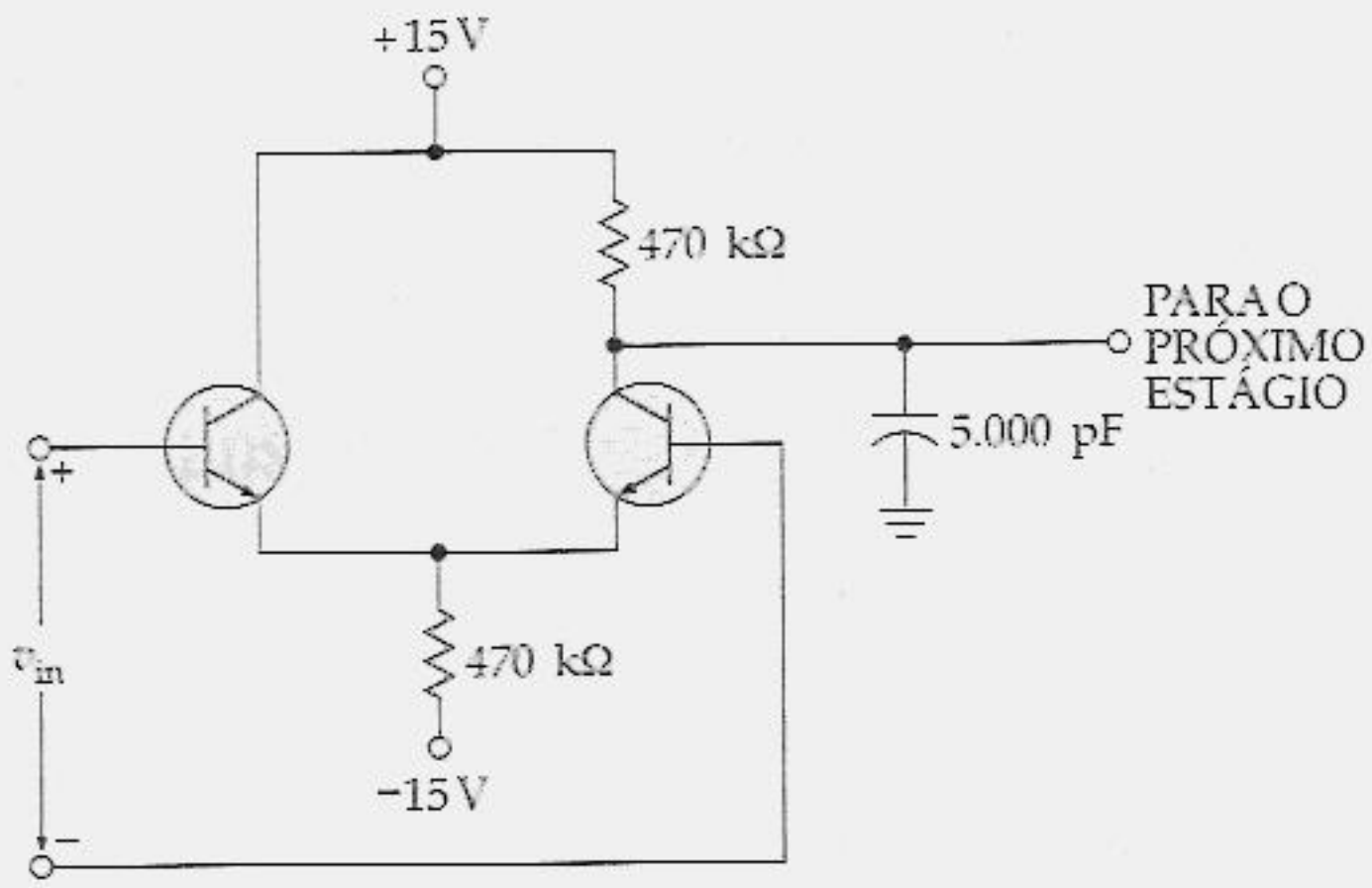


Figura 18.18

18.13 Qual a inclinação inicial de uma onda senoidal com uma freqüência de 15 kHz e um valor de pico de 2 V? O que acontecerá com a inclinação inicial se a freqüência aumentar para 30 kHz?

18.14 Um 741C possui uma taxa de variação de 0,5 V/μs. Ocorrerá distorção devido à taxa de variação se a freqüência for de 100 kHz e o valor de pico for de 1 V?

18.15 Um LM308 tem uma taxa de variação de 0,15 V/μs. Ocorrerá distorção devido à taxa de variação se o sinal senoidal possuir uma freqüência de 10 kHz e 2 V?

18.16 Um LM318 tem uma taxa de variação de 70 V/μs. Ocorrerá distorção devido à taxa de variação se o sinal senoidal possuir uma freqüência de 500 kHz e 2 V?

Seção 18.3 Largura de Banda para Grandes Sinais

18.17 Um amp op tem $V_p = 5$ V e $S_R = 3$ V/μs. Qual a largura de banda para grandes sinais?

18.18 Qual a largura de banda para grandes sinais se $V_p = 10$ V e $S_R = 1$ V/μs? O que acontecerá com a largura de banda para grandes sinais se V_p diminuir para 1 V? E se V_p diminuir para 0,1 V?

18.19 Qual a largura de banda para grandes sinais se $V_p = 5$ V e $S_R = 1$ V/μs? O que acontecerá com a largura de banda para grandes sinais se S_R aumentar para 8 V/μs?

18.20 Um LF351 tem uma taxa de variação de 13 V/μs. Se a tensão de saída de pico a pico for de 20 V, qual a maior freqüência que esse amp op poderá amplificar sem distorção?

18.21 Um LM318 tem um $S_R = 70$ V/μs. Qual a largura de banda para grandes sinais para uma tensão de pico de saída de 10 V?

18.22 Um 741C tem uma taxa de variação de 0,5 V/μs. Qual a largura de banda para grandes sinais para cada um desses valores de pico: 0,1 V; 1 V e 10 V?

18.23 Um LM308 tem uma taxa de variação de 0,15 V/μs. Qual a largura de banda para grandes sinais para cada um desses valores de pico: 0,1 V; 1 V e 10 V?

18.24 Um LM318 tem uma taxa de variação de 70 V/μs. Qual a largura de banda para grandes sinais para cada um desses valores de pico: 0,1 V; 1 V e 10 V?

Seção 18.4 O Amp Op

18.25 Um amp op tem um ganho de tensão de 500.000. Se a tensão de entrada for de 12 μV, qual será a tensão de saída?

18.26 Qual a tensão de entrada de um amp op com uma tensão de saída de 10 V e um ganho de tensão de 200.000?

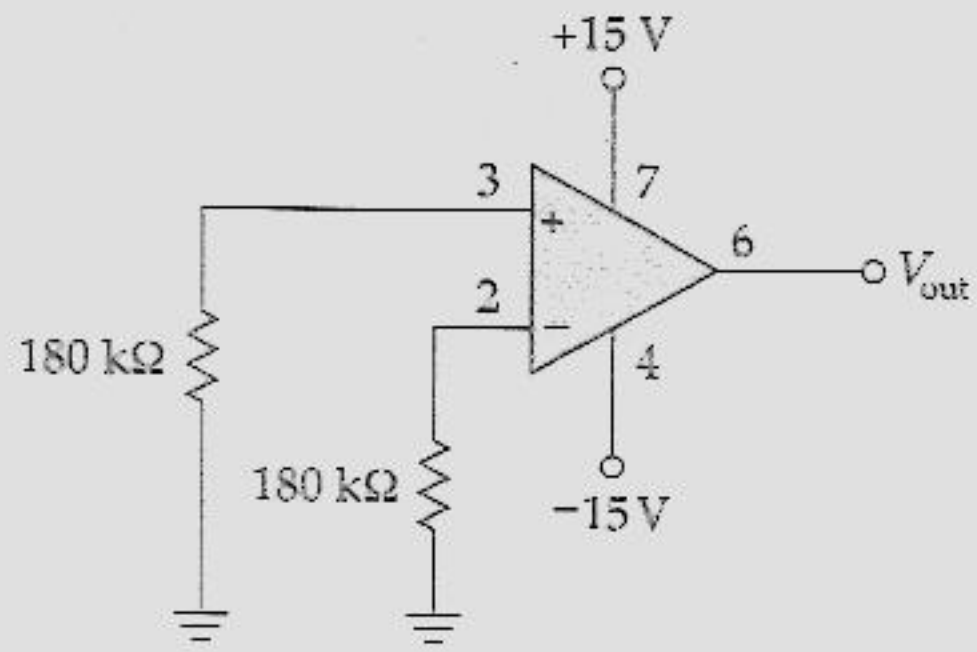


Figura 18.19

18.27 Um 741C tem um ganho de tensão de 100.000. Qual a tensão de entrada para essas tensões de saída: 0,1 V; 1 V e 10 V?

18.28 Um LM318 tem um ganho de tensão de 200.000. Qual a tensão de entrada para essas tensões de saída: 0,1 V; 1 V e 10 V?

Seção 18.5 Características dos Amps Op

18.29 O amp op da Figura 18.19 tem $\Delta V_{BE} = \pm 40$ mV, $I_{in(bias)} = 150$ nA e $I_{in(offset)} = 30$ nA. Qual a tensão indesejada total de entrada para a pior situação? Qual a tensão de compensação de saída se $A = 100.000$?

18.30 Se o amp op da Figura 18.19 tem um ganho de tensão de 20.000, qual a tensão indesejada de entrada que produz exatamente a saturação?

18.31 Um LF353 tem uma taxa de variação de 13 V/μs. Qual a largura de banda para grandes sinais para essas tensões de pico de saída: 0,5 V e 5 V?

18.32 Qual o maior sinal de saída sem distorção de um LF353 se a freqüência é 360 kHz e a taxa de variação é de 13 V/μs?

Seção 18.6 Amps Op Populares

18.33 Qual a freqüência de ganho unitário para cada um desses amps op: LF351, LM301C, LM1458 e TL074?

18.34 Se você deseja um amp op com uma tensão de compensação de entrada mínima, qual amp op da Tabela 18.1 você selecionaria?

18.35 Se você deseja um amp op com uma corrente de compensação de entrada mínima, qual amp op da Tabela 18.1 você selecionaria?

PROBLEMAS AVANÇADOS

18.36 O amplificador da Figura. 18.20*a* tem um z_{in} de 2 MΩ, um z_{out} de 75 Ω e um A de 100.000. Qual a tensão de saída através do resistor de 100 Ω?

18.37 Na Figura 18.20*a*, A' é igual a 92 dB e z_{out} é 75 Ω. Qual o valor da tensão de saída?

18.38 Se A é 100.000 e z_{out} é 75 Ω na Figura 18.20*b*, qual a tensão de saída?

18.39 Na Figura 18.20*c*, as correntes de entrada de base são $I_{B1} = 90$ nA e $I_{B2} = 70$ nA. Quanto vale a corrente de polarização de entrada? E a corrente de compensação de entrada? Qual a tensão na entrada não-inversora? Se $A = 100.000$, qual a tensão de compensação de saída?

18.40 Na Figura 18.20*c*, $v_{in(off)} = 0$, $I_{in(bias)} = 80$ nA e $I_{in(offset)} = 20$ nA. Se $A = 10.000$, qual a máxima tensão de compensação de saída?

18.41 $I_{(in)(off)} = 20$ nA na Figura 18.20*d*. Se $\Delta V_{BE} = 0$, qual a tensão diferencial de entrada? Se $A = 100.000$, qual o valor da tensão de compensação de entrada?

18.42 Consulte a Figura 18.15 para responder as seguintes questões:

a) Qual a CMRR′ de um 741C a 100 kHz?
b) Qual o valor da MPP quando a resistência de carga for 500 Ω?
c) Qual o ganho de tensão de um 741C a 1 kHz?

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO DE ANÁLISE VARIACIONAL"

Utilize a Figura 18.21 para os problemas restantes. Considere aumentos de aproximadamente 10% na variável independente. Uma resposta deve ser um N (não varia) se a variação na variável dependente for tão pequena que você teria dificuldades de medi-la. A produção em massa de um circuito como esse é impraticável porque o grande ganho de tensão do 741C amplificará a tensão de compensação de entrada e levará a saída à saturação positiva ou negativa. Nesse exercício, entretanto, considere que temos um 741C escolhido a dedo para conseguir uma tensão de compensação de saída zero.

18.43 Tente projetar a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "I_{B1}". Verifique suas respostas. Em seguida, responda a questão a seguir de forma tão simples e direta quanto possível. Qual o efeito que I_{B1} tem nas variáveis dependentes do circuito?

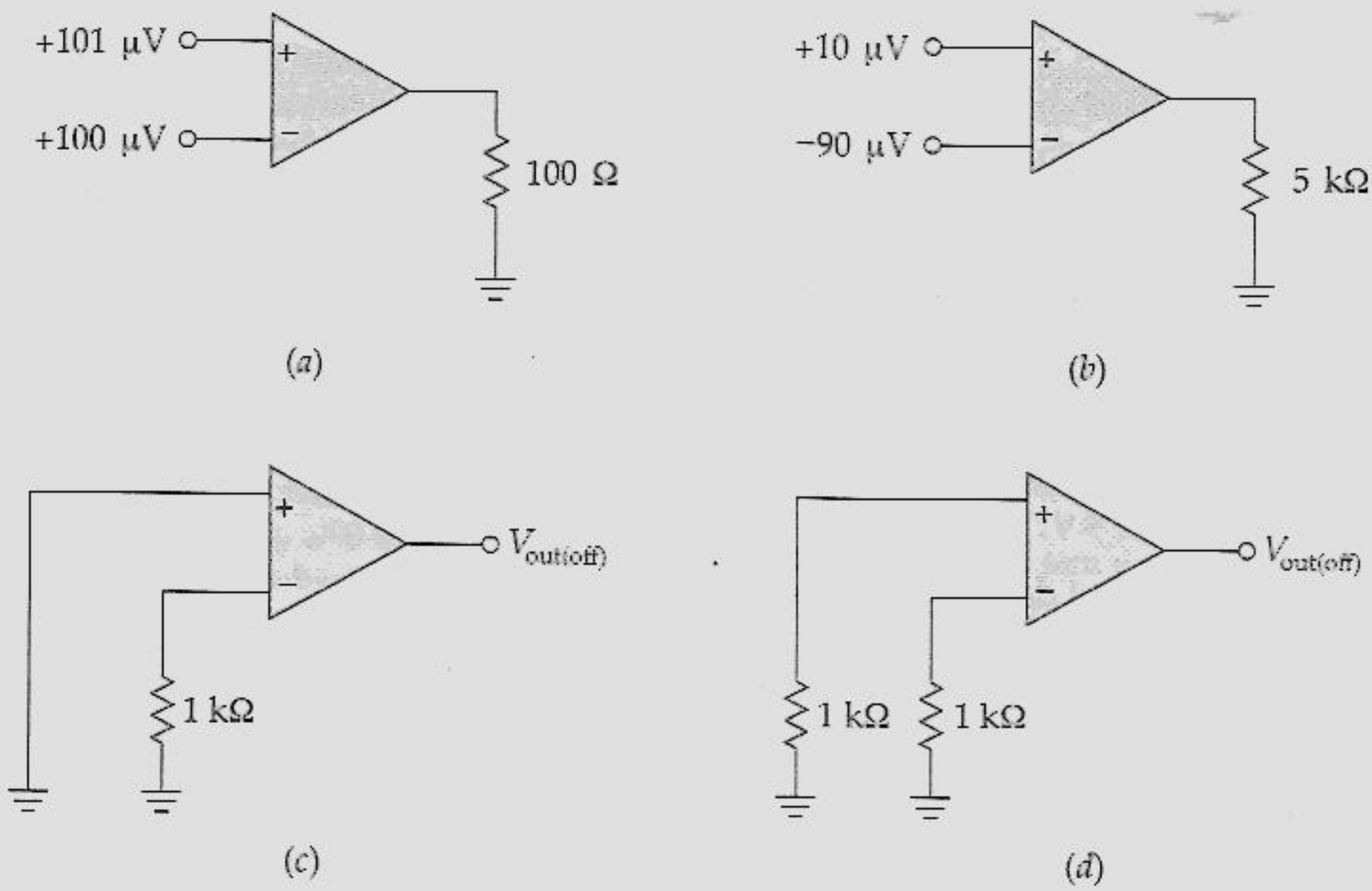
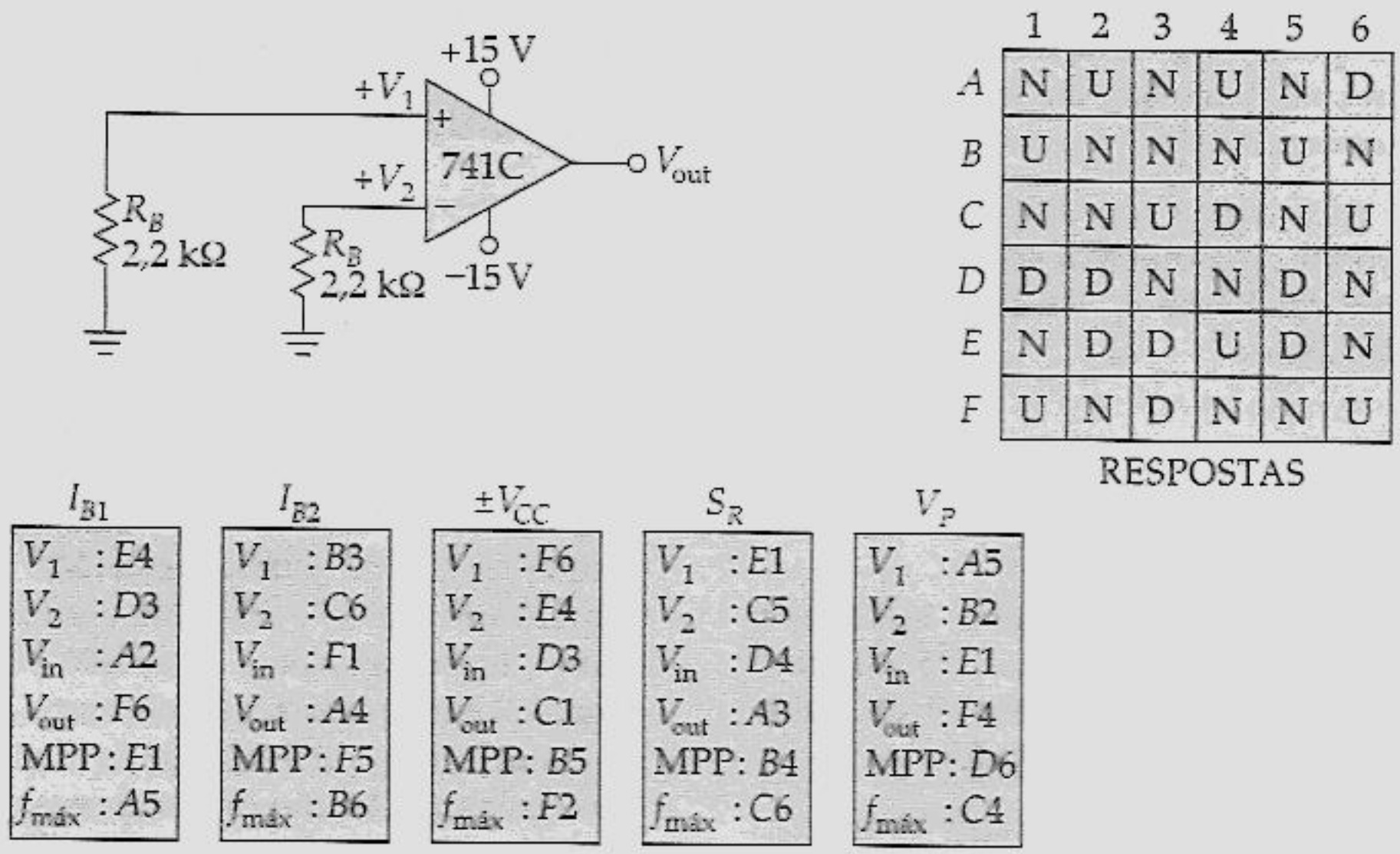


Figura 18.20



	1	2	3	4	5	6
A	N	U	N	U	N	D
B	U	N	N	N	U	N
C	N	N	U	D	N	U
D	D	D	N	N	D	N
E	N	D	D	U	D	N
F	U	N	D	N	N	U

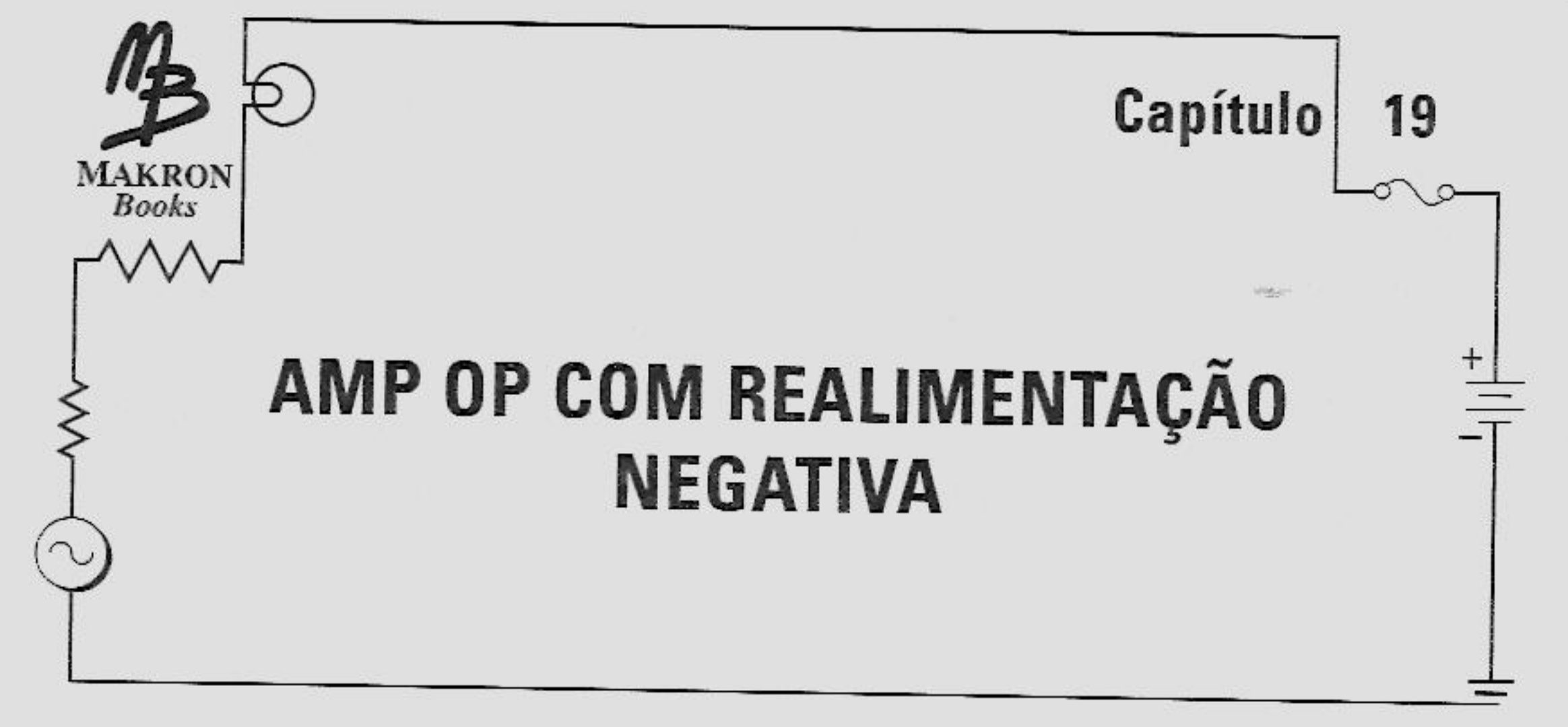
Figura 18.21 "Dispositivo de Análise Variacional"™. (*Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.*)

18.44 Projete a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "I_{B2}". Verifique suas respostas. Em seguida, sintetize o que você encontrou em uma ou duas sentenças.

18.45 Projete a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "$\pm V_{CC}$". Verifique suas respostas. Faça uma lista das variáveis dependentes que aumentam. Explique por que essas variáveis aumentam.

18.46 Projete a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "S_R". Faça uma lista das variáveis dependentes que aumentam. Explique por que essas variáveis aumentam.

18.47 Projete a resposta de cada variável dependente no quadro denominado "V_p". Faça uma lista das variáveis dependentes que aumentam. Explique por que essas variáveis aumentam.



Capítulo 19

AMP OP COM REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

Às vezes você tem uma grande idéia que os outros não entendem e alguns ainda a acham ridícula. Isso aconteceu com os irmãos Wright, com Marconi e também com H. S. Black. Quando ele tentou patentear em 1928 um amplificador com *realimentação negativa,* o órgão de patentes dos Estados Unidos classificaram a idéia dele como "mais uma idéia extravagante acerca do moto-contínuo". Como ficou provado, a realimentação negativa se tornou uma das idéias *mais valiosas* na eletrônica.

Em um amplificador com realimentação negativa, a saída é amostrada e parte dela é levada de volta para a entrada. Realimentação negativa significa que o sinal que retorna tem uma fase oposta à do sinal de entrada. O sinal de realimentação negativa produz uma excepcional mudança na performance do circuito. As vantagens da realimentação negativa são: ganho estável, menor distorção e uma maior resposta de freqüência.

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

- Descrever a realimentação de tensão não-inversora e suas vantagens.
- Calcular a tensão de saída, a impedância de entrada e a impedância de saída de um circuito de malha fechada.
- Explicar como a realimentação inversora funciona, descrever suas vantagens e diferenças da realimentação não-inversora.
- Calcular a largura de banda de uma malha fechada.

19.1 REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO NÃO-INVERSORA

Existem quatro tipos de realimentação negativa. O tipo mais básico é a *realimentação de tensão não-inversora*. Com esse tipo de realimentação, o sinal de entrada aciona a entrada não-inversora de um amplificador. Uma fração da tensão de saída é então realimentada na entrada inversora. Um amplificador com realimentação de tensão não-inversora tende a funcionar como um amplificador ideal de tensão, isto é, com impedância de entrada infinita, impedância de saída zero e ganho de tensão constante.

Tensão de Erro

A Figura 19.1 mostra um amp op conectado a resistores externos. Observe que a tensão de saída é *amostrada* por meio de um divisor de tensão. Portanto, uma tensão é realimentada na entrada inversora do amp op. Essa tensão de realimentação é proporcional à tensão de saída, pois ela é igual a

$$v_2 = \frac{v_{out}}{R_1 + R_2} R_2 \tag{19.1}$$

Os valores de R_1 e R_2 determinam a dimensão da tensão de realimentação, que tem de ter um valor entre 0 e v_{out}.

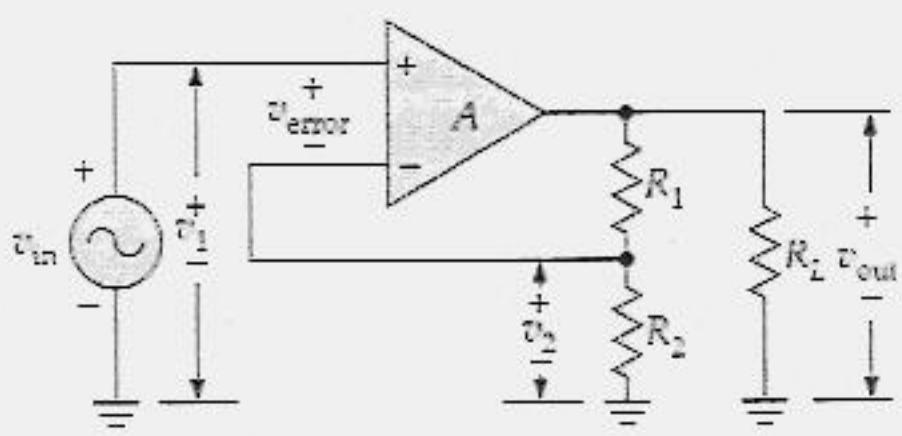


Figura 19.1 Realimentação de tensão não-inversora.

Nesse tipo de amplificador com realimentação negativa, a tensão de entrada é aplicada na entrada não-inversora do amp op, de forma que

$$v_1 = v_{in}$$

Para evitar confusão, a entrada diferencial do amp op é renomeada de *tensão de erro*. Algebricamente,

$$v_{error} = v_1 - v_2 \tag{19.2}$$

O amp op amplifica essa tensão de erro como descrito anteriormente e obtém uma tensão de saída de

$$v_{out} = Av_{error} \tag{19.3}$$

Tipicamente, A é muito grande e v_{error} (tensão de erro) é muito pequena.

Ganho de Tensão Estável

Na Figura 19.1, existem dois ganhos de tensão. Primeiro, existe um ganho de tensão dado por v_{out}/v_{in}, a tensão de saída dividida pela tensão do gerador. Segundo, existe o ganho de tensão dado por v_{out}/v_{error}, a tensão de saída dividida pela tensão diferencial de entrada. Geralmente, estamos interessados no primeiro ganho de tensão, v_{out}/v_{in}, porque ele nos diz quanto de realimentação o sinal de entrada recebe. Para manter distintos os dois ganhos, chamamos v_{out}/v_{in} de ganho de tensão e v_{out}/v_{error} de ganho de tensão diferencial.

O ganho de tensão de um amplificador com realimentação negativa é aproximadamente constante, ainda que o ganho de tensão diferencial possa variar. Por que o ganho de tensão é constante? Suponha que o ganho de tensão diferencial, A, aumente por alguma razão (variação de temperatura, substituição do amp op etc). Então a tensão de saída tenta aumentar. Isto significa que mais tensão é realimentada na entrada inversora, fazendo com que a tensão de erro diminua. Essa diminuição na tensão de erro compensa quase totalmente a tentativa de aumento na tensão de entrada.

Um argumento semelhante se aplica à diminuição no ganho de tensão diferencial. Se A diminui, a tensão de saída tenta aumentar. Por sua vez, a tensão de realimentação diminui fazendo com que a tensão de erro aumente. O aumento na tensão de erro elimina quase completamente a tentativa de diminuição de A.

Análise Matemática

A maioria dos amps op tem um ganho de tensão A muito grande, uma impedância de entrada z_{in} muito alta e uma impedância z_{out} de saída muito baixa. Por exemplo, o 741C tem valores típicos de $A = 100.000$, $z_{in} = 2\ M\Omega$ e $z_{out} = 75\ \Omega$. Na Figura 19.1, o divisor de tensão retorna uma fração da tensão de saída para a entrada inversora. Se o divisor de tensão parece estabilizado para a entrada inversora, a tensão de realimentação é

$$v_2 = \frac{v_{out}}{R_1 + R_2} R_2$$

ou como geralmente é escrita,

$$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{out} \tag{19.4}$$

Esta geralmente é escrita como

$$v_2 = Bv_{out}$$

onde B é a fração da tensão de saída realimentada para a entrada. Algebricamente,

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{19.5}$$

A tensão de erro para o amplificador é

$$v_{error} = v_1 - v_2$$

Como $v_1 = v_{in}$ e $v_2 = Bv_{out}$, podemos escrever

$$v_{error} = v_{in} - Bv_{out}$$

Essa tensão de erro é amplificada, obtendo-se uma tensão de saída de aproximadamente

$$v_{out} = A(v_{in} - Bv_{out})$$

Reorganizando,

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A}{1 + AB} \tag{19.6}$$

Essa famosa fórmula mostra exatamente que efeito tem a tensão de realimentação negativa no amplificador. Aqui você pode ver que o ganho de tensão com a realimentação negativa é menor do que o ganho de tensão diferencial do amp op. A

fração B é a chave de quanto de efeito tem a tensão de realimentação negativa. Quando B é muito pequeno, a realimentação negativa é pequena e o ganho de tensão se aproxima de A. Mas quando B é grande, a realimentação negativa é grande e o ganho de tensão é muito menor do que A.

Ganho de Tensão Ideal

O produto AB é chamado de *ganho de malha fechada* porque ele representa o ganho de tensão ao redor do circuito, da entrada para a saída e de volta para a entrada. A é o ganho de tensão diferencial do amp op. B é o ganho de tensão do divisor de tensão. O produto AB é o ganho de tensão combinado do amp op e do divisor de tensão.

Para a realimentação de tensão não-inversora ser efetiva, o projetista tem de deliberadamente fazer com que o ganho de malha fechada seja muito maior do que 1. Quando essa condição é satisfeita, a Equação (19.6) é reduzida para

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{B} \tag{19.7}$$

Essa equação é ilusoriamente simples, porém imensamente importante. A equação diz que o ganho de tensão é igual à recíproca de B, a fração de realimentação. Como a fração de realimentação depende apenas das resistências R_1 e R_2, o ganho de tensão não depende mais do valor de A. Como A não aparece na equação, ele pode variar com a temperatura ou com a substituição do amp op sem afetar o ganho de tensão.

Lembre-se da necessidade crucial para a Equação (19.7) ser válida: *AB tem de ser muito maior do que 1*. Quando um projetista satisfaz essa condição, ele ou ela sabe que o ganho de tensão do amplificador com realimentação negativa depende apenas dos valores dos resistores de realimentação. Se são usados resistores de precisão com tolerância de ± 1%, o ganho de tensão será prognosticável dentro de ± 2%.

Aproximação Ideal

Aqui está uma forma simples de lembrar da Equação (19.7). Se um amp op ideal pudesse ser construído, teria ganho de tensão diferencial infinito, impedância de entrada infinita e impedância de saída zero. Os CIs amps op discutidos no capítulo anterior se aproximam de amps op ideais porque eles têm ganhos de tensão diferencial extremamente altos, impedâncias de entrada altas e impedâncias de saída baixas. Para obter uma aproximação ideal do que acontece, admita que o ganho de tensão diferencial seja infinito. A tensão de erro é

$$v_{error} = \frac{v_{out}}{\infty} = 0$$

onde ∞ reprensenta um ganho de tensão diferencial que se aproxima do infinito. Mas uma tensão de erro de zero significa que

$$v_1 - v_2 = 0$$

ou

$$v_1 = v_2 \tag{19.8}$$

Essa equação diz que idealmente a tensão na entrada não-inversora é igual à tensão na entrada inversora. Como $v_1 = v_{in}$ e $v_2 = Bv_{out}$, podemos escrever

$$v_{in} = Bv_{out}$$

ou

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{B}$$

Esse resultado é o mesmo de antes, porém deduzido com muito menos trabalho.

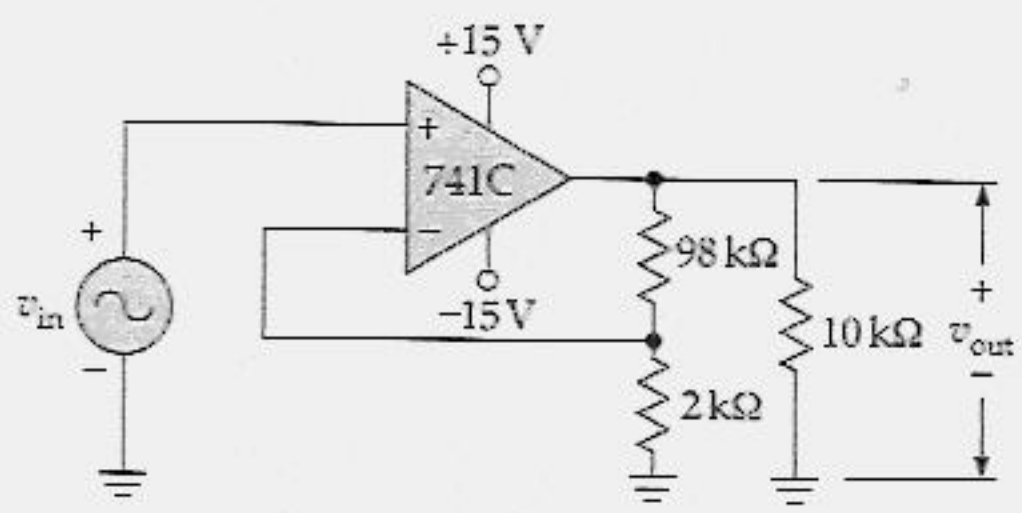


Figura 19.2 Exemplo.

Exemplo 19.1

Se o 741C da Figura 19.2 tem um ganho de tensão diferencial de 100.000, qual o ganho de tensão?

Solução

O divisor de tensão tem uma fração de realimentação de

$$B = \frac{2\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega} = 0{,}02$$

O ganho de malha fechada é

$$AB = (100.000)(0{,}02) = 2.000$$

Esse valor é muito maior do que 1. Assim podemos utilizar $1/B$ como um ganho de tensão aproximado:

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{1}{0{,}02} = 50$$

Qual a resposta exata? Com a Equação (19.6),

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{100.000}{1 + 100.000(0{,}2)} = 49{,}975$$

Observe o quanto esse valor é próximo de 50. Se arredondarmos para três casas como geralmente fazemos, obteremos 50. A questão é que $1/B$ é uma aproximação muito precisa para o ganho de tensão de um amp op que usa realimentação de tensão não-inversora.

Exemplo 19.2

Se $v_{\text{in}} = 1$ mV, qual o valor da tensão de saída e da tensão de erro no exemplo anterior?

Solução

Se $v_{\text{in}} = 1$ mV, a tensão de saída é

$$v_{\text{out}} = 50(1\ \text{mV}) = 50\ \text{mV}$$

A tensão de erro é

$$v_{\text{error}} = \frac{50\ \text{mV}}{100.000} = 0{,}5\ \mu\text{V}$$

Observe o quanto é pequena a tensão de erro. Isto é típico de amplificadores realimentados feitos com amp op, porque o ganho de tensão diferencial é muito grande. Idealmente, v_{error} é zero porque o ganho de tensão diferencial se aproxima do infinito.

Exemplo 19.3

Suponha que o 741C da Figura 19.2 seja substituído por um outro 741C que tenha um ganho de tensão de apenas 20.000 (valor fornecido pelas folhas de dados para a pior situação). Qual é o novo ganho de tensão?

Solução

A fração de realimentação não varia. Ela ainda é igual a 0,02 como antes, mas o ganho de malha fechada diminui para

$$AB = (20.000)(0,02) = 400$$

Esse ganho de malha fechada ainda é muito maior do que 1. Portanto, o ganho de tensão ideal ainda dá uma resposta de 50. Idealmente, uma queda no ganho de tensão diferencial de 100.000 para 20.000 não tem efeito no ganho de tensão total.

Se você não acredita, então use a Equação (19.6), que dá exatamente as respostas:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{20.000}{1 + 20.000(0,02)} = 49,875$$

O ganho de malha fechada ainda é extremamente próximo de 50, apesar da enorme queda no ganho de tensão diferencial.

Agora, você pode ver por que a realimentação negativa é útil. Sem realimentação negativa, o ganho de tensão total cai de 100.000 para 20.000, uma diminuição de 80%. Com realimentação negativa, o ganho de tensão varia de 49,975 para 49,875, uma diminuição de apenas 0,2%. Temos um ganho de tensão muito menor, porém o que temos é um ganho bastante estável.

Na maioria das aplicações, um projetista compromete, conscientemente, ganhos de tensão excessivos para melhorar a estabilidade do ganho de tensão. A produção em massa de circuitos requer circuitos cuja performance seja previamente conhecida e possível de ser repetida. A realimentação negativa é perfeita para a produção em massa porque você pode projetar com excelente precisão quanto será o ganho de tensão, não importando quantas centenas de amps op sejam usados, quem os fabrica ou qual a temperatura de operação. O ganho de tensão se torna tão estável quanto os resistores usados no divisor de tensão. Este é o motivo pelo qual a realimentação negativa é largamente usada com amps op.

Como mostra a Figura 19.2, a tensão de erro é de 0,5 μV quando A é 100.000. Portanto, a tensão de erro aumenta de 0,5 μV para 2,5 μV quando A diminui de 100.000 para 20.000. Você entende o que isso significa? Pense sobre isto antes de ler o que vem a seguir.

Exemplo 19.4

Qual a tensão de erro no exemplo anterior?

Solução

Como o ganho de tensão é 50 para uma boa aproximação, a tensão de saída é

$$v_{out} = 50(1\ \text{mV}) = 50\ \text{mV}$$

A tensão de erro muda para

$$v_{error} = \frac{50\ \text{mV}}{20.000} = 2{,}5\ \mu\text{V}$$

Essa é a tensão de erro quando $A = 20.000$.

Quando substituímos amps op, o ganho diferencial diminui de 100.000 para 20.000, um fator de 5 portanto. Ao mesmo tempo, a tensão de erro aumenta de 0,5 μV para 2,5 μV, um fator de 5 também. Como as variações são em sentidos opostos, a tensão de saída permanece em 50 mV. Isso ressoa com a explicação anterior. A realimentação negativa em um amp op varia automaticamente a tensão de erro necessária para manter a tensão de saída constante.

19.2 GANHOS DE TENSÃO DE MALHA ABERTA E DE MALHA FECHADA

As folhas de dados definem o *ganho de tensão de malha aberta* A_{OL} como a razão v_{out}/v_{in} com o laço da realimentação aberto, como mostra a Figura 19.3. Quando calculamos A_{OL}, as impedâncias de cada terminal não devem ser alteradas. Esta é a razão pela qual o terminal da entrada inversora tem um caminho de retorno para o terra através de uma resistência equivalente de

$$R_B = R_1 \parallel R_2$$

e por que o terminal de saída vê uma resistência equivalente de carga de

$$R'_L = (R_1 + R_2) \parallel R_L$$

Geralmente, R'_L é muito maior do que a impedância de saída do amplificador, de forma que o ganho de tensão de malha aberta A_{OL} é aproximadamente igual ao ganho de tensão diferencial A. Em um 741C, isto significa que o ganho de tensão de malha aberta é tipicamente 100.000.

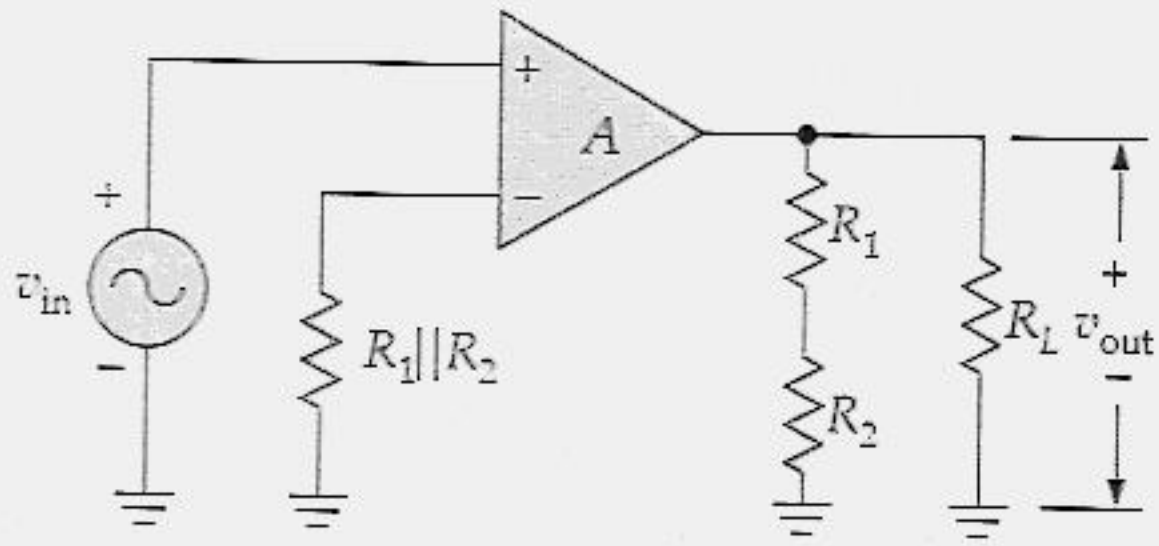


Figura 19.3 Configuração de malha aberta.

O ganho de tensão de malha fechada é o ganho de tensão quando o laço de realimentação está fechado. A Equação (19.6) algumas vezes é escrita como

$$A_{CL} = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}B} \tag{19.9}$$

Na maioria dos amplificadores realimentados, o ganho de malha $A_{OL}B$ é muito maior do que 1 e a Equação (19.9) é simplificada para

$$A_{CL} = \frac{1}{B} \tag{19.10}$$

Como $B = R_2/(R_1 + R_2)$, uma forma alternativa é

$$A_{CL} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

que é muitas vezes escrita como

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2} + 1 \tag{19.11}$$

O ganho de tensão de malha fechada é o mesmo que v_{out}/v_{in} discutido na seção anterior. Igualmente, o ganho de tensão de malha fechada é o mesmo que o ganho de tensão diferencial A. A única razão para a introdução dos termos *ganho de*

tensão de malha fechada e *ganho de tensão de malha aberta* é porque esses termos são apresentados normalmente nas folhas de dados. Daqui por diante, utilizaremos esses termos, mais os seus símbolos A_{CL} e A_{OL}.

Depois que tiver um valor para o ganho de malha fechada, você pode calcular a tensão de saída com esta fórmula:

$$v_{out} = A_{CL} v_{in}$$

Mas essa não é a única forma de determinar a tensão de saída. Existe uma outra forma, baseada no senso comum e na lei de Ohm, que você pode ler a respeito no Exemplo 19.5.

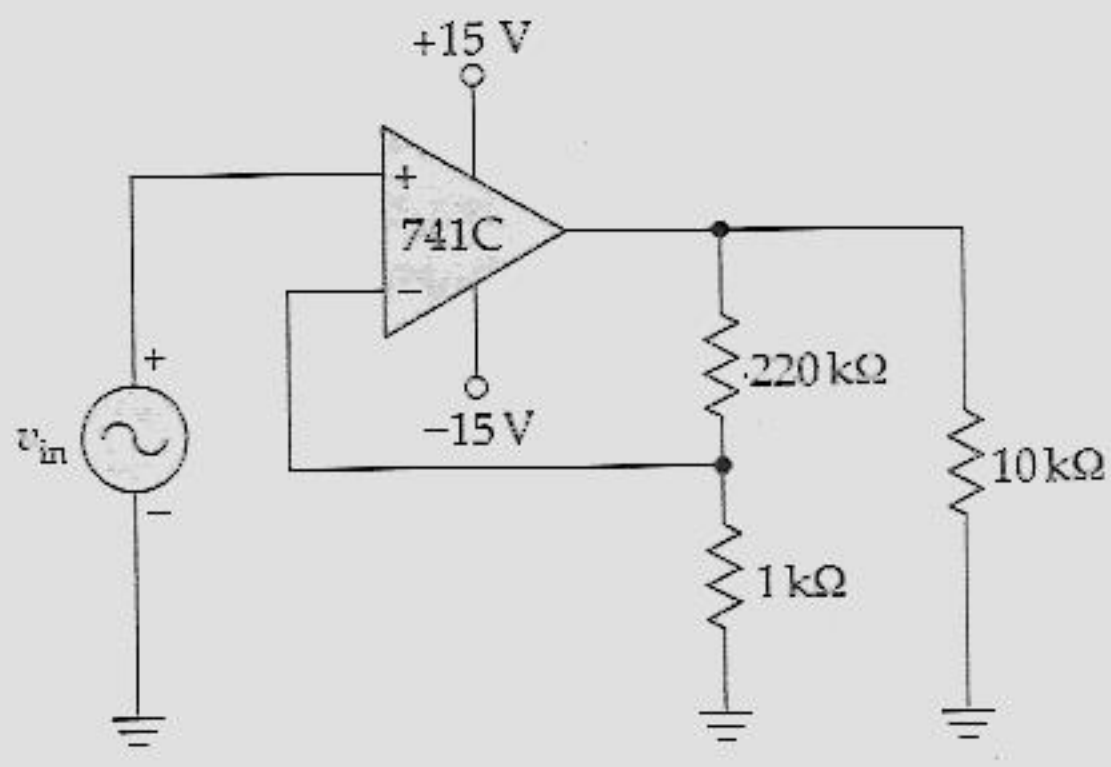


Figura 19.4 Exemplo.

Exemplo 19.5

Qual a tensão de saída do circuito da Figura 19.4?

Solução

Uma forma de obter a resposta certa é calcular a fração de realimentação e tomar a recíproca. O cálculo se parece com:

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{220\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega} = 0{,}000452$$

e

$$A_{CL} = \frac{1}{0{,}000452} = 221$$

Então a tensão de saída é

$$v_{out} = 221(1\ \text{mV})$$

Uma outra forma de utilizar a Equação (19.11). Determine a razão entre as duas resistências e some 1, obtendo

$$A_{CL} = \frac{220\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 221$$

A tensão de saída é

$$v_{out} = 221\ (1\ \text{mV}) = 221\ \text{mV}$$

Aqui está a terceira forma de obter a mesma resposta. Ela usa o senso comum e a lei de Ohm. Na Figura 19.4, é aplicado 1 mV entre a entrada não-inversora e o terra. Como a tensão de erro se aproxima de zero, a tensão entre a entrada inversora e o terra é aproximadamente igual a 1 mV. Isto significa que 1 mV está através do resistor de 1 kΩ. Portanto, podemos calcular a corrente através do divisor de tensão por meio da lei de Ohm:

$$i = \frac{1\ \text{mV}}{1\ \text{k}\Omega} = 1\ \mu\text{A}$$

Essa mesma corrente circula através do resistor de 220 kΩ e produz uma tensão de

$$v = (1\ \mu\text{A})(220\ \text{k}\Omega) = 220\ \text{mV}$$

A tensão de saída é igual à tensão através do divisor de tensão. Assim

$$v_{out} = 220\ \text{mV} + 1\ \text{mV} = 221\ \text{mV}$$

19.3 IMPEDÂNCIAS DE ENTRADA E SAÍDA

A Figura 19.5 mostra um amplificador com tensão de realimentação não-inversora. O amp op tem uma impedância de entrada em malha aberta de z_{in}. O amplificador total tem uma impedância de malha fechada de $z_{in(CL)}$. A impedância de malha fechada $z_{in(CL)}$ é maior do que a impedância de malha aberta z_{in}.

Quanto a impedância de malha fechada é maior? Para descobrir, temos de deduzir uma expressão para v_{in}/i_{in}. Na Figura 19.5,

$$v_{in} = v_{error} + Bv_{out}$$

ou

$$v_{in} = v_{error} + ABv_{error} = (1 + AB)v_{error}$$

Porque $v_{error} = i_{in} z_{in}$,

$$v_{in} = (1 + AB)i_{in}z_{in}$$

ou

$$\frac{v_{in}}{i_{in}} = (1 + AB)z_{in}$$

A razão de v_{in}/i_{in} é a impedância de entrada vista pela fonte. Portanto, podemos escrever

$$z_{in(CL)} = (1 + AB)z_{in} \tag{19.12}$$

Essa é a impedância de malha fechada do amplificador. Na maioria dos amplificadores realimentados, AB é muito maior do que 1, o que significa que $z_{in(CL)}$ é muito maior do que z_{in}.

O amp op da Figura 19.5 tem uma impedância de malha aberta de z_{out}. O amplificador total, entretanto, tem uma impedância de malha fechada de $z_{out(CL)}$. A impedância de saída de malha fechada é menor do que a impedância de saída de malha aberta. Por quê? Na Figura 19.5, a saída do amp op é equivalente a uma tensão Thévenin de Av_{error} e a uma impedância de saída de z_{out}. Se R_L diminui, circula mais corrente de saída, produzindo uma grande queda de tensão interna sobre z_{out}. Isto implica que v_{out} tentará diminuir. Como menos tensão é realimentada para a entrada, v_{error} aumenta. Isso produz uma tensão Thévenin de saída, que compensa quase totalmente a queda de tensão adicional sobre z_{out}. O efeito é equivalente à diminuição na impedância de saída do amplificador realimentado.

A equação a seguir pode ser deduzida para a impedância de saída de malha fechada:

$$z_{out(CL)} = \frac{z_{out}}{1 + AB} \tag{19.13}$$

Quando o ganho da malha é muito maior do que a unidade, $z_{out(CL)}$ é muito menor do que z_{out}.

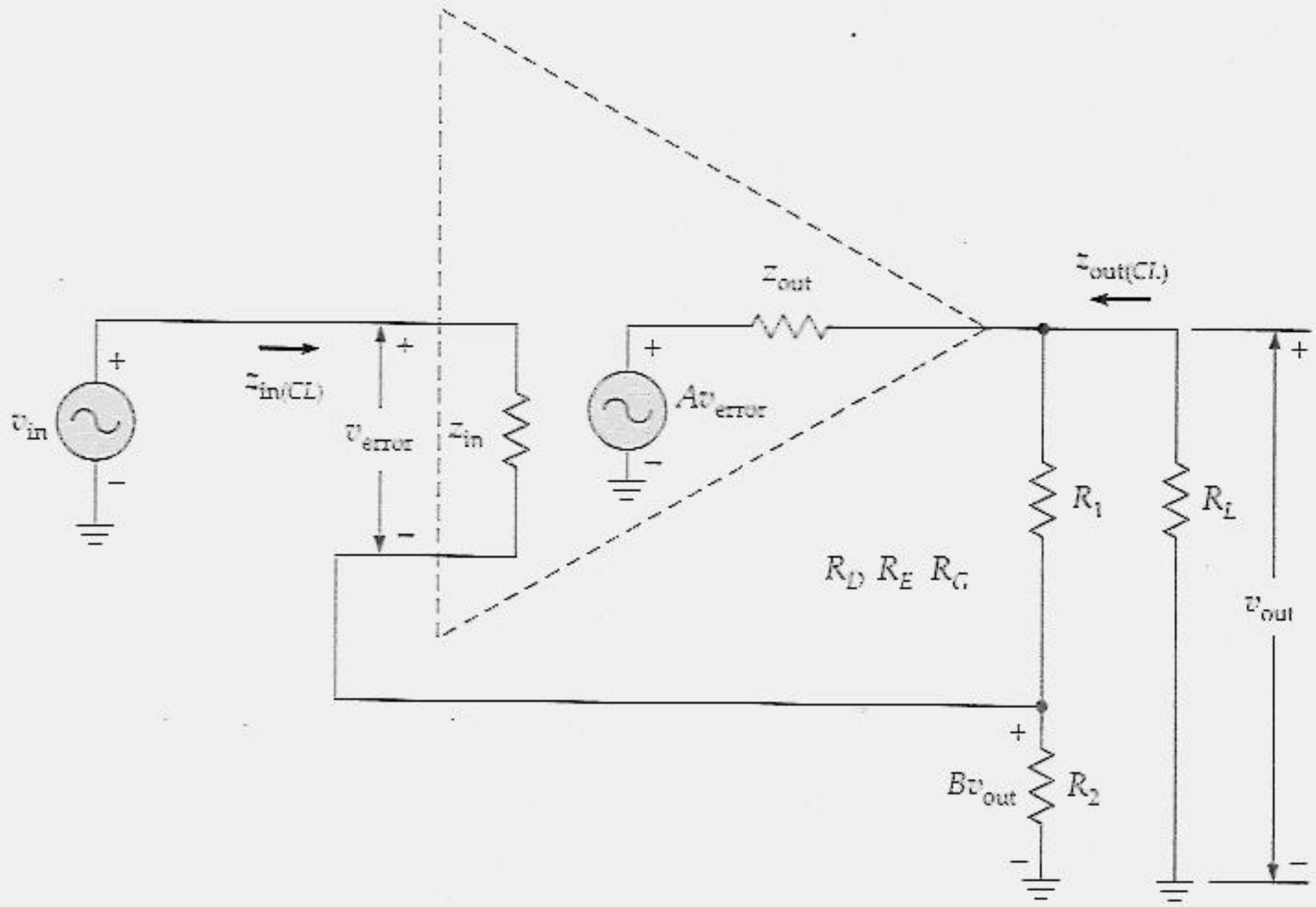


Figura 19.5 Impedâncias de entrada e saída.

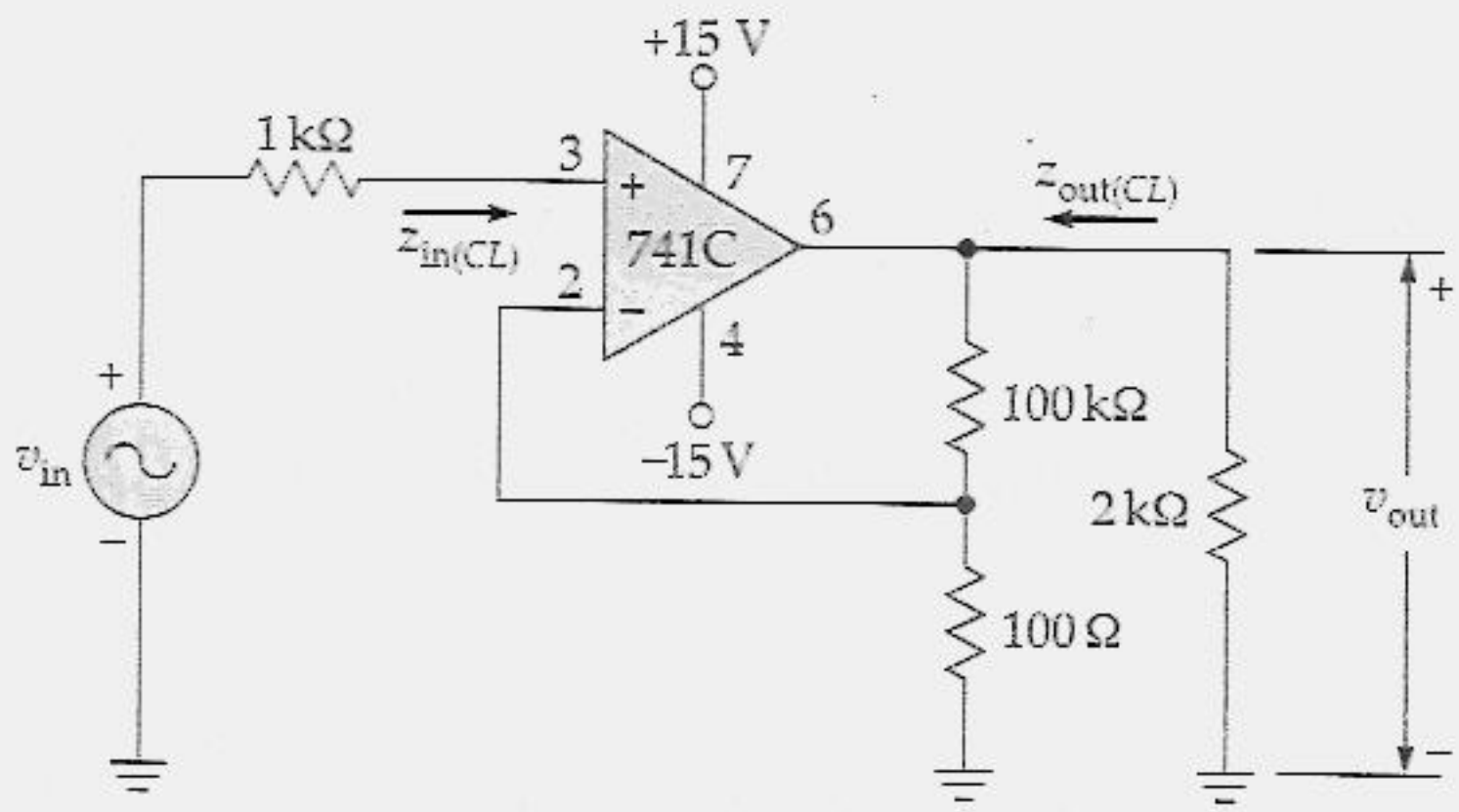


Figura 19.6 Exemplo.

Exemplo 19.6

A Figura 19.6 mostra um 741C com a numeração dos pinos. Se $A = 100.000$, $z_{in} = 2$ MΩ e $z_{out} = 75\ \Omega$, quais são as impedâncias de malha fechada de entrada e de saída?

Solução

A fração da realimentação é

$$B = \frac{100}{100.100} = 0{,}000999$$

O ganho de malha é

$$AB = (100.000)(0{,}000999) = 99{,}9$$

A quantidade $1 + AB$ tem um valor de

$$1 + AB = 1 + 99{,}9 = 101$$

A quantidade $1 + AB$ aparece nas Equações (19.12) e (19.13).

Com a Equação (19.12), a impedância de entrada em malha fechada é

$$z_{in(CL)} = (101)(2\ \text{M}\Omega) = 202\ \text{M}\Omega$$

Com a Equação (19.13), a impedância de saída de malha fechada é

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \Omega}{101} = 0{,}743\ \Omega$$

Como você pode ver, a impedância de entrada em malha fechada se aproxima do infinito e a impedância de saída de malha fechada se aproxima de zero.

19.4 OUTROS BENEFÍCIOS DA REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

A realimentação negativa tem um jeito de melhorar quase tudo. Você já viu ela estabilizar o ganho de tensão, aumentar a impedância de entrada e diminuir a impedância de saída. Esta seção irá lhe mostrar como a realimentação negativa reduz a distorção e a tensão de compensação de saída.

Distorção

O estágio final de um amp op tem uma *distorção não-linear* quando o sinal excursiona ao longo da maior parte da reta de carga *ca*. Grandes oscilações na corrente fazem com que o r'_e de um transistor varie durante o ciclo. Isto significa que o ganho de tensão em malha fechada varia ao longo do ciclo porque r'_e varia. Essa variação no ganho de tensão é que é a origem da distorção não-linear.

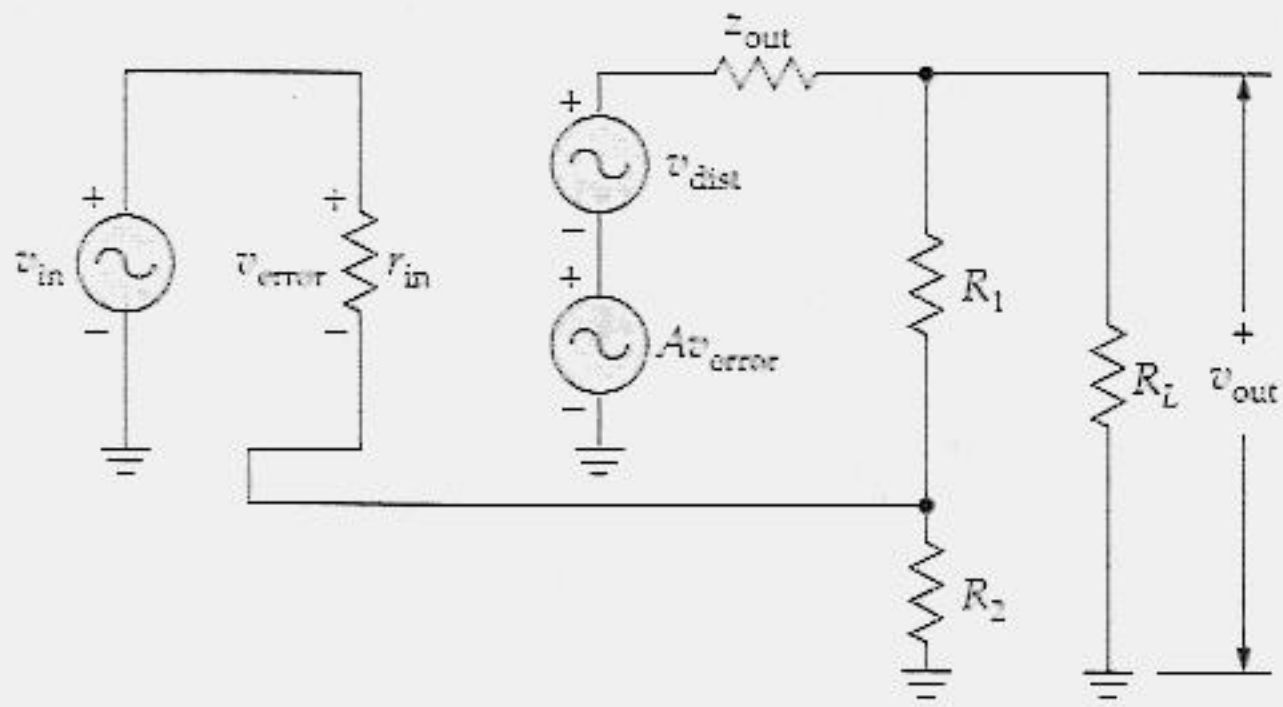


Figura 19.7 A distorção não-linear é reduzida.

A realimentação de tensão não-inversora reduz a distorção não-linear porque a realimentação estabiliza o ganho de tensão em malha fechada, tornando-o quase independente das variações no ganho de tensão em malha aberta. Enquanto o ganho da malha é muito maior do que 1, a tensão de saída é igual a $1/B$ vezes a tensão de entrada. Isto implica que a saída será uma reprodução exata da entrada.

A Figura 19.7 mostra por que a distorção é reduzida. Sob condições de grandes sinais, o amp op produz uma tensão de distorção, designada por v_{dist}. Podemos imaginar v_{dist} como uma nova fonte de tensão em série com a fonte original Av_{error}. Sem a realimentação negativa, toda a tensão de distorção v_{dist} apareceria na saída. Porém, com a realimentação negativa, uma fração da tensão de distorção é realimentada na entrada inversora. Essa tensão é amplificada e chega à saída com a fase invertida, cancelando quase completamente a distorção original produzida pelo estágio de saída.

Qual foi a melhoria conseguida? Na Figura 19.7, a tensão de saída é

$$v_{out} = Av_{error} + v_{dist}$$

Como $v_{error} = v_{in} - Bv_{out}$, podemos escrever

$$v_{out} = A(v_{in} - Bv_{out}) + v_{dist}$$

Resolvendo em função de v_{out}, obtemos

$$v_{out} = \frac{A}{1 + AB} v_{in} + \frac{v_{dist}}{1 + AB}$$

O primeiro termo é o que queremos, pois ele representa a tensão de entrada amplificada. O segundo termo é a distorção em malha fechada que aparece na saída final. Esse segundo termo pode ser escrito como

$$v_{dist(CL)} = \frac{v_{dist}}{1 + AB} \tag{19.14}$$

Quando o ganho de malha é muito maior do que 1, a distorção em malha fechada é muito menor do que a distorção em malha aberta.

Redução da Tensão de Compensação de Saída

No Capítulo 17, vimos que uma tensão de compensação de saída pode existir ainda que a tensão de entrada seja zero. A Figura 19.8 mostra um amplificador realimentado com uma tensão de compensação de saída em série com a fonte original Av_{error}. Essa nova fonte de tensão representa a tensão de compensação de saída sem realimentação. A tensão de compensação de saída atual com realimentação negativa é muito menor.

Por quê? A razão é semelhante àquela dada para a distorção. Parte da tensão de compensação de saída é realimentada para a entrada não-inversora. Após a amplificação, uma tensão defasada chega à saída, cancelando a maior parte da tensão de compensação de saída original. Pode ser demonstrado que

$$V_{oo(CL)} = \frac{V_{oo(OL)}}{1 + AB} \tag{19.15}$$

onde $V_{oo(CL)}$ e $V_{oo(OL)}$ são as tensões de compensação de saída em malha fechada e em malha aberta. Quando o ganho de malha é muito maior do que 1, a tensão de compensação em malha fechada é muito menor do que a tensão de compensação em malha aberta.

Dessensibilidade

O ganho de tensão de malha fechada com realimentação de tensão não-inversora é

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + AB} \tag{19.16}$$

A quantidade $1 + AB$ apareceu em várias equações. Ela merece um nome. Algumas pessoas a chamam de *dessensibilidade* de um amplificador realimentado, pois ela indica o quanto o ganho de tensão é reduzido pela realimentação negativa. Por exemplo, se $A = 100.000$ e $B = 0{,}02$, então

$$1 + AB = 1 + 100.000(0{,}02) = 2.001$$

A dessensibilidade é 2.001, significando que o ganho de tensão é reduzido de um fator de 2.001:

$$A_{CL} = \frac{100.000}{2.001} = 50$$

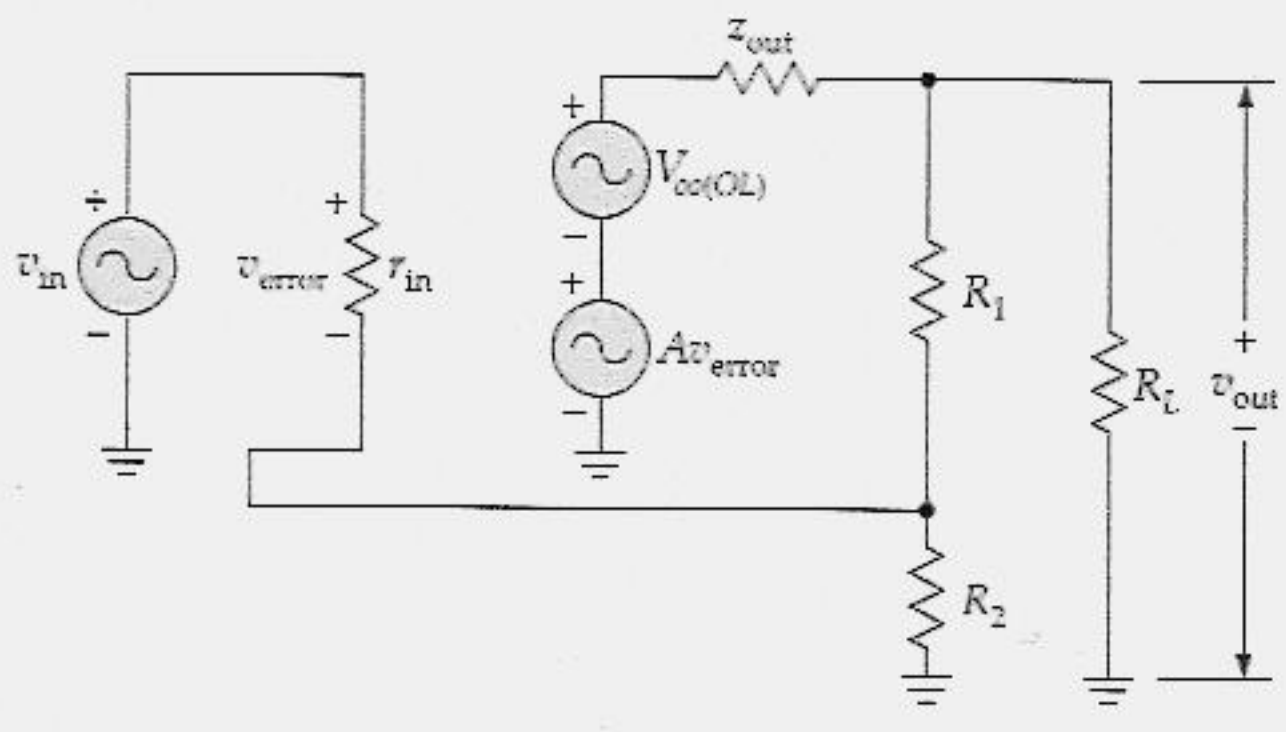


Figura 19.8 A tensão de compensação de saída é reduzida.

Tabela 19.1 Realimentação de Tensão Não-Inversora

Grandeza	Símbolo	Efeito	Fórmula
Ganho de tensão	A_{CL}	Diminui	$1/B$
Impedância de entrada	$z_{in(CL)}$	Aumenta	$(1 + AB)z_{in}$
Impedância de saída	$z_{out(CL)}$	Diminui	$z_{out}/(1 + AB)$
Distorção	$v_{dist(CL)}$	Diminui	$v_{dist}/(1 + AB)$
Compensação de saída	$V_{oo(CL)}$	Diminui	$V_{oo(OL)}/(1 + AB)$

Podemos reorganizar a Equação (19.16) e obter

$$1 + AB = \frac{A}{A_{CL}} \tag{19.17}$$

Essa equação diz que a dessensibilidade é igual à razão do ganho de tensão de malha aberta e o ganho de tensão de malha fechada. Por exemplo, se $A = 100.000$ e $A_{CL} = 250$, a dessensibilidade é

$$1 + AB = \frac{100.000}{250} = 400$$

É conveniente utilizar a Equação (19.17) quando você conhece os valores de A e A_{CL}, mas não conhece B.

A quantidade $1 + AB$ também é conhecida como *fator de sacrifício*. Ela representa o ganho de tensão que você sacrificou para melhorar outras qualidades do amplificador. Por exemplo, se o fator de sacrifício é 1.000, significa que você irá melhorar a impedância de entrada, a impedância de saída, a distorção e a tensão de compensação de saída de um fator de 1.000.

A Tabela 19.1 resume os efeitos da tensão de realimentação não-inversora. Como você pode ver, a dessensibilidade (fator de sacrifício) aparece na maioria das fórmulas. Isso porque é importante lembrar como calcular a dessensibilidade. Você pode calcular o seu valor com $1 + AB$ ou A/A_{CL}.

Exemplo 19.7

O 741C da Figura 19.9 tem $I_{in(bias)} = 80$ nA, $I_{in(off)} = 20$ nA e $v_{in(off)} = 2$ mV. Qual a tensão de compensação de saída?

Solução

Como mostra o Exemplo 17.7, as duas correntes de base podem ter qualquer valor dentro das seguintes faixas:

$$70 \text{ nA} < I_{B1} < 90 \text{ nA}$$

$$70 \text{ nA} < I_{B2} < 90 \text{ nA}$$

A corrente de base I_{B1} circula através de uma resistência de 1 kΩ e a corrente de base I_{B2} circula através de uma resistência de aproximadamente 100 Ω. A pior combinação é 90 nA através de 1 kΩ e 70 nA através de 100 Ω, pois isso produz uma tensão de compensação de entrada máxima.

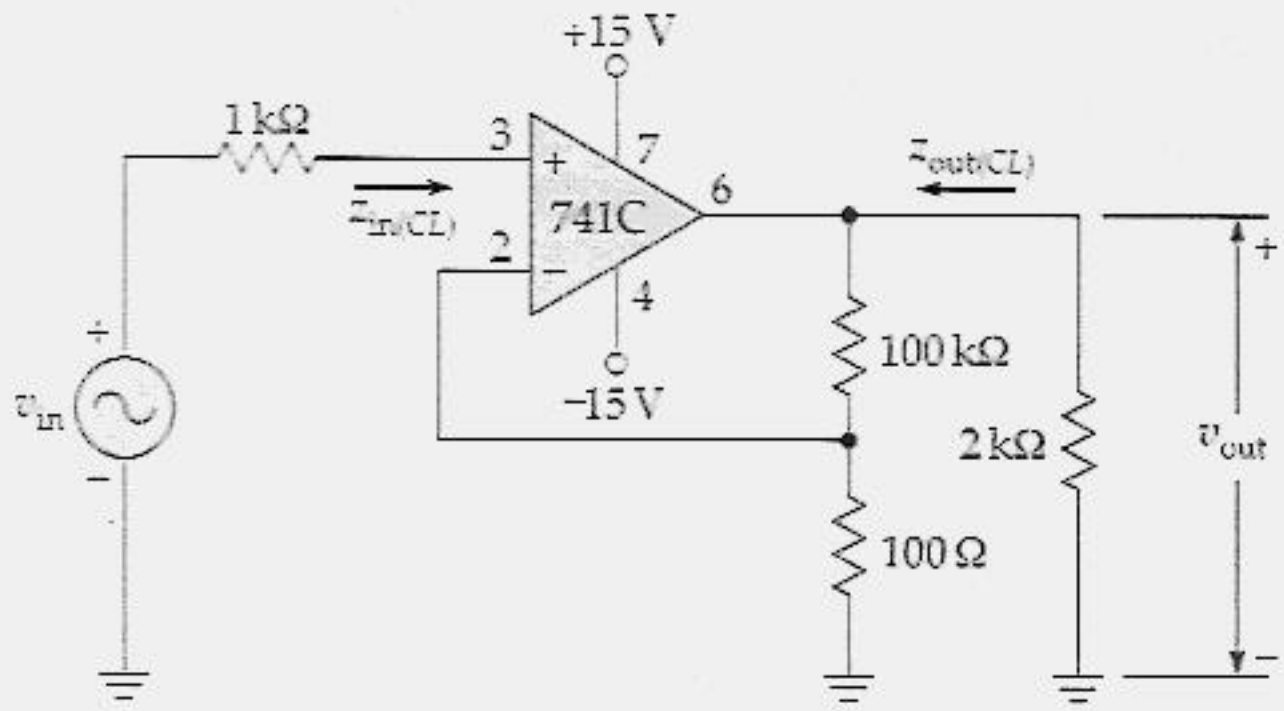


Figura 19.9 Exemplo.

Com a Equação (17.15), a tensão de compensação de entrada máxima é

$$v_1 - v_2 = 2\text{ mV} + (90\text{ nA})(1\text{ k}\Omega) - (70\text{ nA})(100\ \Omega) = 2{,}08\text{ mV}$$

No Exemplo 19.6 calculamos uma dessensibilidade de 101 para esse circuito. Com a Equação (19.15), a tensão de compensação de malha fechada é

$$V_{oo(CL)} = \frac{100.000(2{,}08\text{ mV})}{101} = 2{,}06\text{ V}$$

Com as tensões de alimentação de ± 15 V, a tensão de oscilação de saída de um 741C é ± 13,5 V. Com uma tensão de compensação de saída de aproximadamente 2 V, a excursão positiva possível é de + 2 V a + 13 V. Isto pode ser aceitável em algumas aplicações.

Se necessário, um projetista pode reduzir a tensão de compensação de saída de malha fechada de três formas. Primeira, o ganho de tensão de malha fechada pode ser reduzido para 100 (pela alteração dos resistores de realimentação). Assim a dessensibilidade aumenta para

$$1 + AB = \frac{A}{A_{CL}} = \frac{100.000}{100} = 1.000$$

e a tensão de compensação de saída cai para aproximadamente

$$V_{oo(CL)} = \frac{100.000(2{,}08\text{ mV})}{1.000} = 0{,}208\text{ V}$$

A segunda opção é utilizar um amp op melhor, como o LM11C (veja a Tabela 18.1). Ele tem uma tensão de compensação de entrada de 0,1 mV, uma corrente de polarização de entrada de 25 pA e uma corrente de compensação de entrada de 0,5 pA. Devido ao LM11C ter compensações de entrada muito menores, a tensão de compensação de saída é muito baixa.

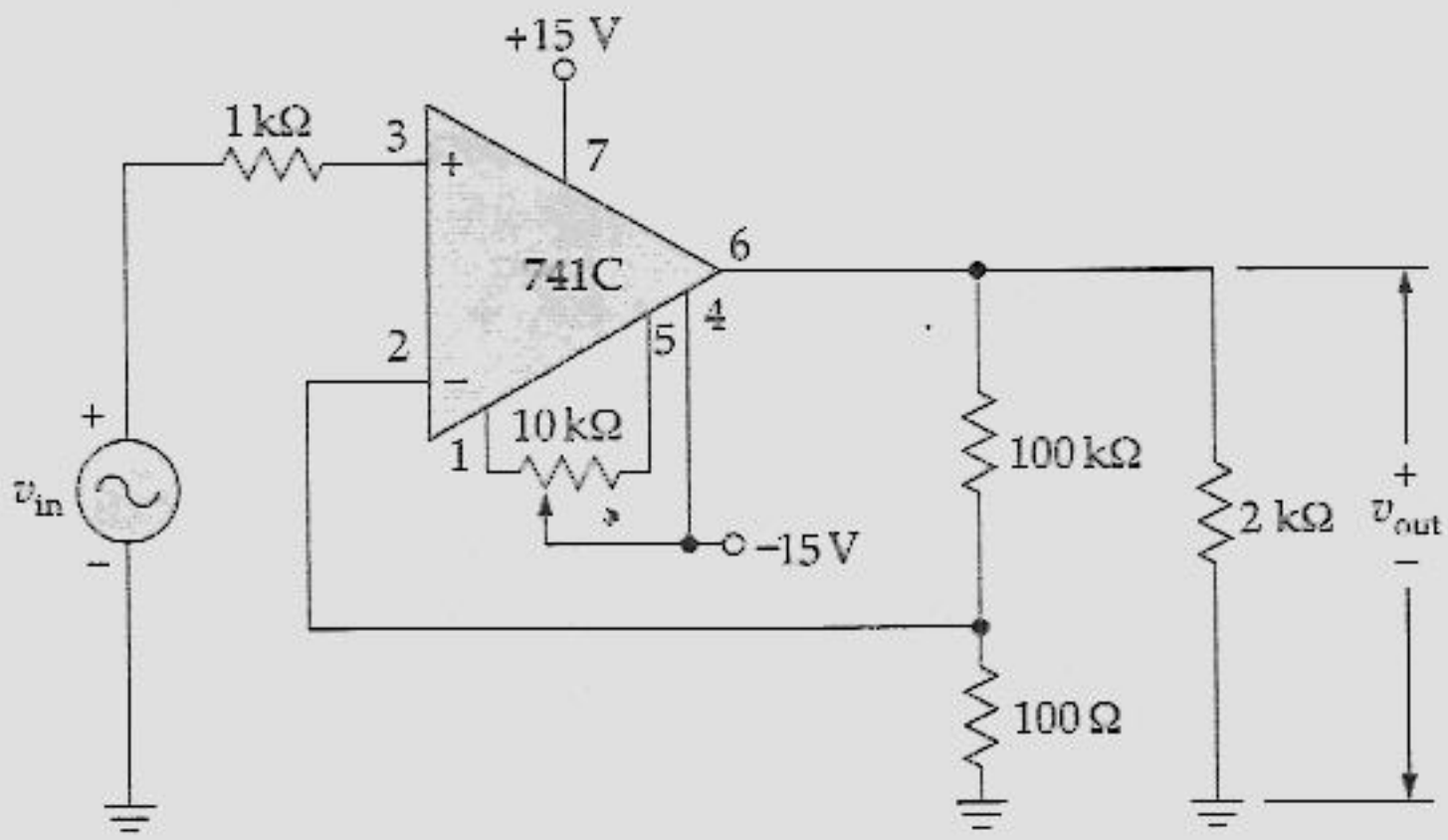


Figura 19.10 Anulando a tensão de compensação de saída.

A terceira alternativa é descrita nas folhas de dados de um 741C. Essa alternativa envolve a colocação de um potenciômetro entre os pinos 1 e 5 com o cursor conectado na tensão de alimentação negativa, como mostra a Figura 19.10. Através do ajuste do potenciômetro, podemos anular ou zerar a tensão de compensação de saída.

Sem a realimentação negativa, o amp op típico satura imediatamente porque a tensão de compensação de entrada multiplicada pelo ganho de malha aberta leva o estágio de saída à saturação. Isto é um fato importante a ser lembrado. Pretende-se utilizar os amps op monolíticos com alguma forma de realimentação. Funcionando em malha aberta, eles têm um ganho de tensão muito alto para uma utilização qualquer, pois eles se fixam na região de saturação.

Para finalizar: a equação básica

$$V_{oo(CL)} = \frac{V_{oo(OL)}}{1 + AB}$$

pode ser reescrita como

$$V_{oo(CL)} = A_{CL} V_{in(off)}$$

onde $V_{in(off)}$ inclui todas as tensões de compensação de entrada, inclusive aquelas provocadas pelas correntes de polarização e de compensação.

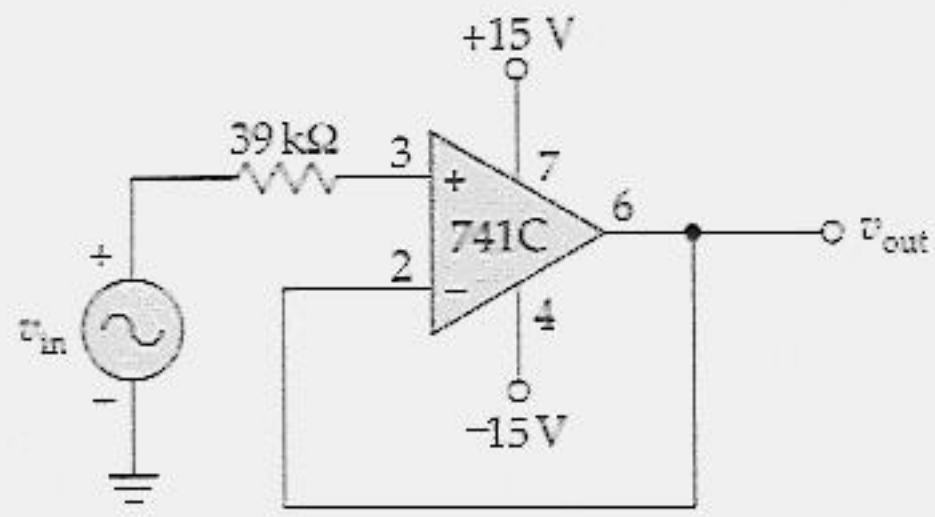


Figura 19.11 Seguidor de tensão.

Exemplo 19.8

A Figura 19.11 mostra um circuito chamado de *seguidor de tensão*. Qual o seu ganho de tensão de malha fechada? Quais as suas impedâncias de entrada e de saída de malha fechada? Qual a tensão de compensação de saída? Use os parâmetros típicos do 741C: $A_{OL} = 100.000$, $z_{in} = 2\ M\Omega$, $z_{out} = 75\ \Omega$, $\Delta V_{BE} = 2\ mV$, $I_{in(bias.)} = 80\ nA$ e $I_{in(off)} = 20\ nA$.

Solução

Toda a tensão de saída é realimentada para a entrada inversora, pois R_1 é zero e R_2 é infinito. Portanto, a fração da realimentação é

$$B = 1$$

e

$$A_{CL} = 1$$

Isso é uma realimentação intensa, a maior que você pode conseguir. Nesse caso, o ganho de tensão de malha fechada é igual a 1, com boa aproximação.

A impedância de entrada de malha fechada de um seguidor de tensão é

$$z_{in(CL)} = (1 + AB)z_{in} = (1 + A)z_{in} = 100.001\ (2\ M\Omega) = 2(10^{11})\Omega$$

A impedância de saída de malha fechada de um seguidor de tensão é

$$z_{out(CL)} = \frac{z_{out}}{1 + AB} = \frac{z_{out}}{1 + A} = \frac{75\ \Omega}{100.001} = 0{,}00075\ \Omega$$

Como você pode ver, $z_{in(CL)}$ se aproxima do infinito e $z_{out(CL)}$ se aproxima de zero. Um seguidor de tensão é um grande amplificador separador (*buffer*) por causa de sua alta impedância de entrada, baixa impedância de saída e ganho de tensão unitário.

Como o ganho de tensão de malha fechada é 1, a dessensibilidade é igual a

$$\frac{A}{A_{CL}} = 100.000$$

No pior caso, a tensão de compensação de entrada máxima é

$$V_{in(off)} = 2\text{ mV} + (90\text{ nA})(39\text{ k}\Omega) = 5{,}51\text{ mV}$$

Então, a tensão de compensação de saída é

$$V_{oo(CL)} = \frac{100.000(5{,}51\text{ mV})}{100.000} = 5{,}51\text{ mV}$$

Em outras palavras, o seguidor de tensão é quase imune a problemas de compensação (*offset*). Pelo fato de ele ter ganho de tensão unitário, a tensão de compensação de saída é igual à tensão de compensação de entrada.

19.5 TENSÃO DE REALIMENTAÇÃO INVERSORA

A Figura 19.12*a* mostra um amplificador com a entrada não-inversora aterrada. O sinal de entrada aciona a entrada inversora. A tensão de saída aciona um resistor de realimentação, que também está conectado na entrada inversora. Isso produz um outro tipo de realimentação negativa chamado de *realimentação de tensão inversora*. Em vez de funcionar como um amplificador de tensão ideal, um amplificador com realimentação de tensão inversora funciona como um *conversor corrente-tensão* ideal, um dispositivo com impedância de entrada zero, impedância de saída zero e uma *transresistência* constante.

Análise Matemática

O caminho mais fácil para analisar a realimentação de tensão inversora é acionar a entrada com uma fonte de corrente i_{in} e calcular a tensão de saída resultante v_{out}. Com o sinal de entrada acionando a entrada inversora, a polaridade da tensão de saída é inversa, como mostra a Figura 19.12*a*. Essa tensão de saída é dada por

$$v_{out} = Av_{error}$$

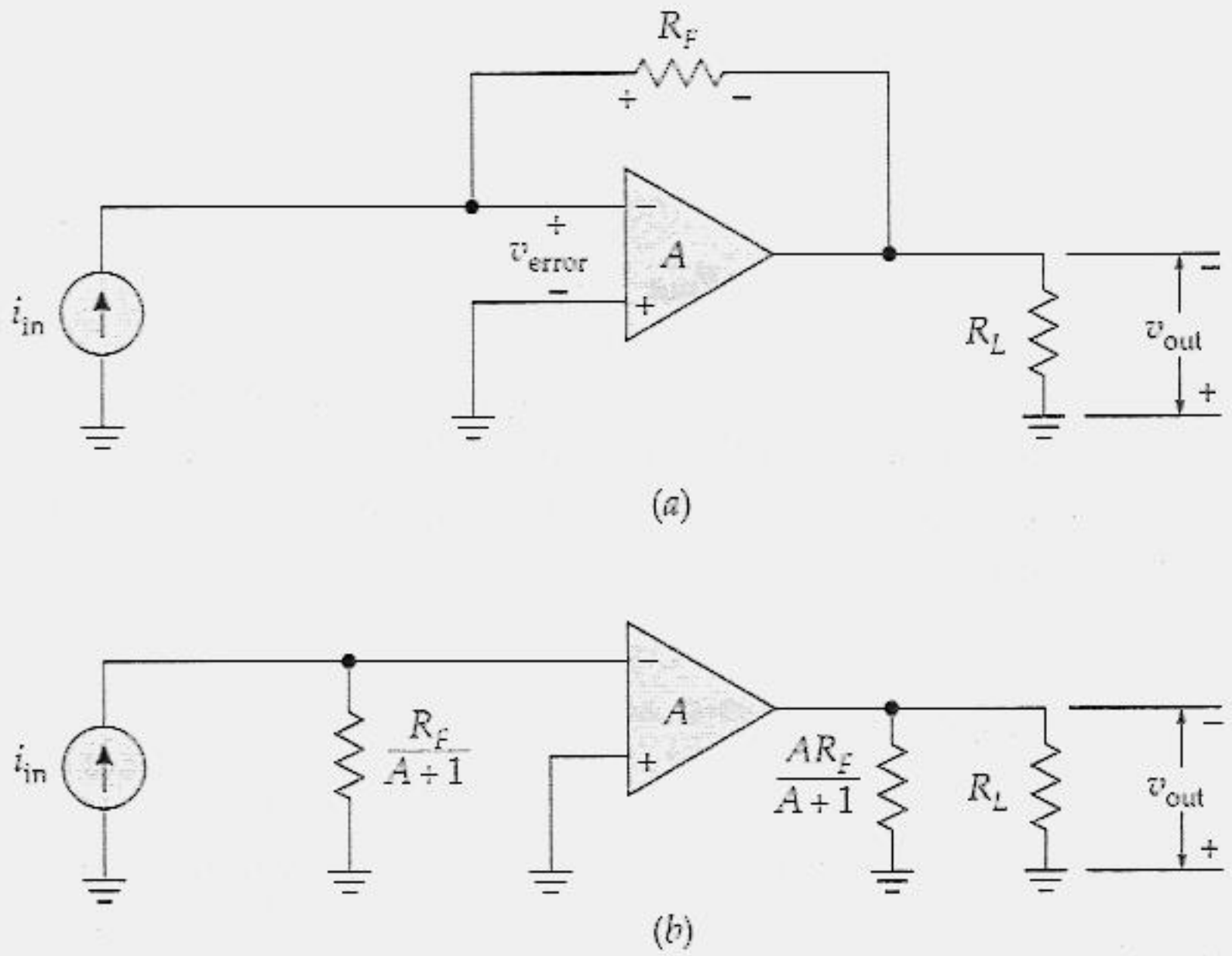


Figura 19.12 Realimentação de tensão inversora.

Como a resistência de entrada de um amp op típico é em megaohms, quase toda a corrente de entrada circula através de R_F, que é o caminho de menor resistência. Por isso, podemos somar as tensões em volta do circuito da seguinte forma:

$$v_{out} - i_{in}R_F + v_{error} = 0$$

ou

$$v_{out} - i_{in}R_F + \frac{v_{out}}{A} = 0$$

Agora podemos reorganizar essa equação assim

$$\frac{v_{out}}{i_{in}} = \frac{AR_F}{A + 1} \tag{19.18}$$

Como o ganho de tensão diferencial é muito maior do que 1, a equação anterior é simplificada para

$$\frac{v_{out}}{i_{in}} = R_F \tag{19.19}$$

ou

$$v_{out} = i_{in}R_F \tag{19.20}$$

Na Equação (19.19), a razão de v_{out} por v_{in} é algumas vezes referida como *transresistência* porque ela é igual à tensão de saída dividida pela corrente de entrada. Um circuito como esse é chamado de *conversor corrente-tensão* porque uma corrente de entrada controla a tensão de saída.

Impedância de Entrada

O Capítulo 16 discutiu o teorema de Miller. A idéia foi dividir o capacitor de realimentação de um amplificador inversor em uma capacitância Miller de entrada e uma capacitância Miller de saída. A mesma idéia se aplica ao resistor de realimentação. O teorema de Miller diz que você pode dividir a resistência de realimentação de um amplificador inversor em uma resistência Miller de entrada e uma resistência Miller de saída. A resistência Miller de entrada é

$$R_{in(Miller)} = \frac{R_F}{A + 1} \tag{19.21}$$

e a resistência Miller de saída é

$$R_{out(Miller)} = \frac{AR_F}{A + 1} \tag{19.22}$$

Sempre que você vir um resistor de realimentação entre a entrada e a saída de um amplificador inversor (Figura 19.12*a*), você pode dividi-lo em uma resistência Miller de entrada e uma resistência Miller de saída (Figura 19.12*b*). Devido ao A ser extremamente alto, a resistência Miller de entrada se aproxima de zero e a resistência Miller de saída se aproxima de R_F.

Qual a impedância de entrada de malha fechada desse tipo de amplificador? A Figura 19.12*b* mostra a resposta: é a resistência Miller de entrada em paralelo com a impedância de entrada do amp op. Como a z_{in} do amp op é tipicamente 2 MΩ ou mais, ela está fora de questão, restando apenas a resistência Miller de entrada. Isto quer dizer que a impedância de entrada de malha fechada é:

$$z_{in(CL)} = \frac{R_F}{A + 1} \tag{19.23}$$

Como $A + 1$ tem um valor muito alto, $z_{in(CL)}$ tem um valor muito pequeno – idealmente zero.

Outros Benefícios

A realimentação de tensão inversora difere da realimentação de tensão não-inversora principalmente em razão da forma com que ela afeta as características do amplificador. A impedância de entrada é idealmente zero em vez de infinita. Mas, na saída, a realimentação de tensão inversora tem os mesmos efeitos que a realimentação de tensão não-inversora. Isto é, ela diminui a impedância de saída, a distorção e a tensão de compensação de saída. A Tabela 19.2 resume esse novo tipo de realimentação negativa.

Tabela 19.2 Realimentação de Tensão Inversora

Grandeza	Símbolo	Efeito	Fórmula
Transresistência	v_{out}/i_{in}	Estável	R_F
Impedância de entrada	$z_{in(CL)}$	Diminui	$R_F/(1 + A)$
Impedância de saída	$z_{out(CL)}$	Diminui	$z_{out}/(1 + A)$
Distorção	$v_{dist(CL)}$	Diminui	$v_{dist}/(1 + A)$
Compensação de saída	$V_{oo(CL)}$	Diminui	$V_{oo(OL)}/(1 + A)$

Terra Virtual

Existe um atalho amplamente usado para analisar qualquer conversor corrente-tensão. Admita que o amp op seja ideal. Então, o ganho de tensão e a impedância de entrada do amp op são infinitos. Isto nos permite concluir o seguinte com qualquer conversor corrente-tensão com um amp op ideal:

1. A tensão de erro é zero.
2. A corrente que entra no amp op é zero.

Essas duas idéias básicas podem ser agrupadas em um conceito chamado de *terra virtual*. Esse novo tipo de terra é definido como um nó que tem tensão zero em relação ao terra, mas ele não está aterrado fisicamente.

Relembre os dois tipos de terra discutidos antes. Primeiro, havia o *terra mecânico*. Esse é o tipo que você obtém quando conecta um fio entre um nó e o terra. Um terra mecâncico curto-circuita um nó à terra para todas as freqüências. Segundo, havia o *terra ca*. Em virtude de ele ser produzido por um capacitor de derivação, esse tipo de terra existe apenas em altas freqüências. O terra mecânico e o terra *ca* providenciam um caminho para a corrente quando eles aterram o nó.

O terra virtual é diferente. Esse terceiro tipo de terra não providencia um caminho para a corrente entre o nó e o terra. Todavia, o nó tem sempre uma tensão zero em relação ao terra. O terra virtual é um terra para a tensão, mas não para a corrente. Ele é como um terra parcial. Para nos lembrar dessa qualidade de terra parcial, podemos imaginar uma linha tracejada entre a entrada inversora e o terra, como mostra a Figura 19.13. O símbolo de terra significa que o nó tem um potencial de 0 V, mas nenhuma corrente pode fluir para o terra devido à linha tracejada.

Eis um atalho para analisar um amplificador com realimentação de tensão inversora. Por causa do terra virtual, todas as correntes de entrada i_{in} têm de passar através de R_F. Por quê? Porque o amp op ideal tem uma impedância de entrada infinita. O único caminho que resta para a corrente de entrada é através do resistor de realimentação. Devido ao terra virtual, R_F está em paralelo com R_L. Portanto, a tensão de saída é igual à tensão sobre R_F. Com a lei de Ohm, a tensão através de R_F é

$$v_{out} = i_{in}R_F \tag{19.24}$$

Essa equação diz que a tensão de saída é igual à corrente de entrada vezes a resistência de realimentação. Essa equação é idêntica à Equação (19.20), que deduzimos antes.

Eis os passos básicos que usamos para deduzir a Equação (19.24):

1. Imagine um terra virtual na entrada inversora.
2. Imagine que todas as correntes de entrada passam através do resistor de realimentação.
3. Perceba que tensão de saída está sobre o resistor de realimentação como também sobre o resistor de carga.
4. Use a lei de Ohm para calcular a tensão de saída sobre o resistor de realimentação.

Você deveria ler esses passos até que esteja convencido de que os entendeu totalmente. A compreensão desse processo o ajudará a entender um grande número de circuitos com amp op usados na indústria.

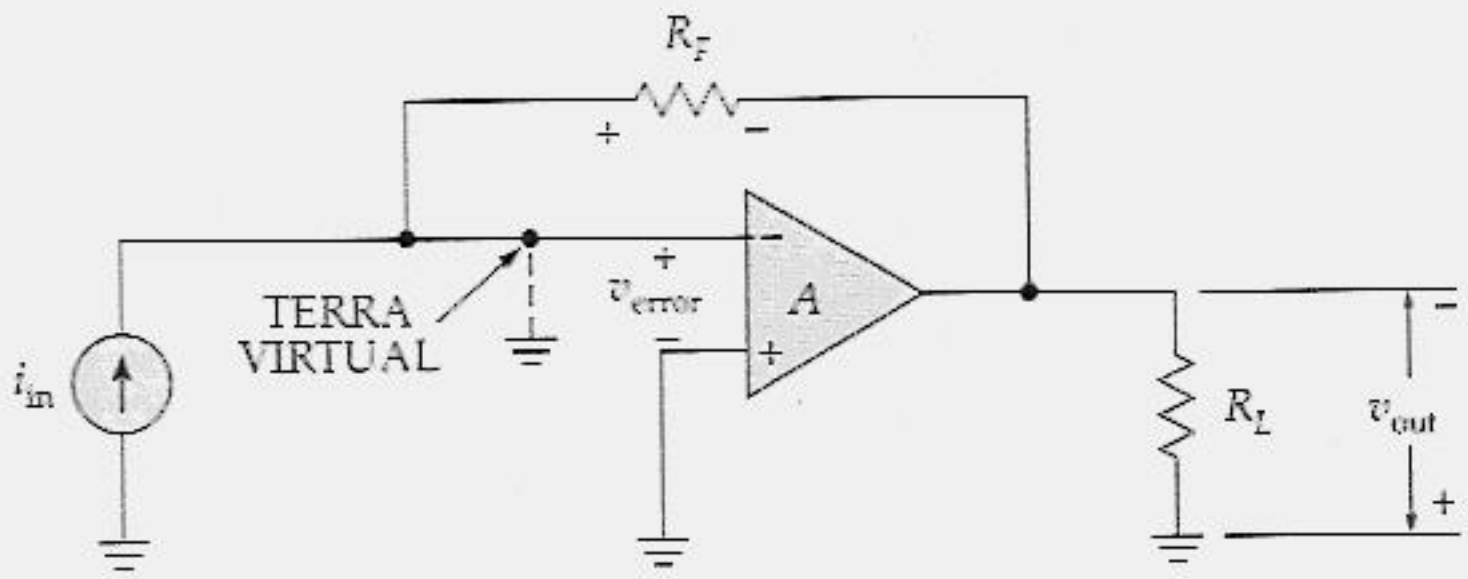


Figura 19.13 Terra virtual.

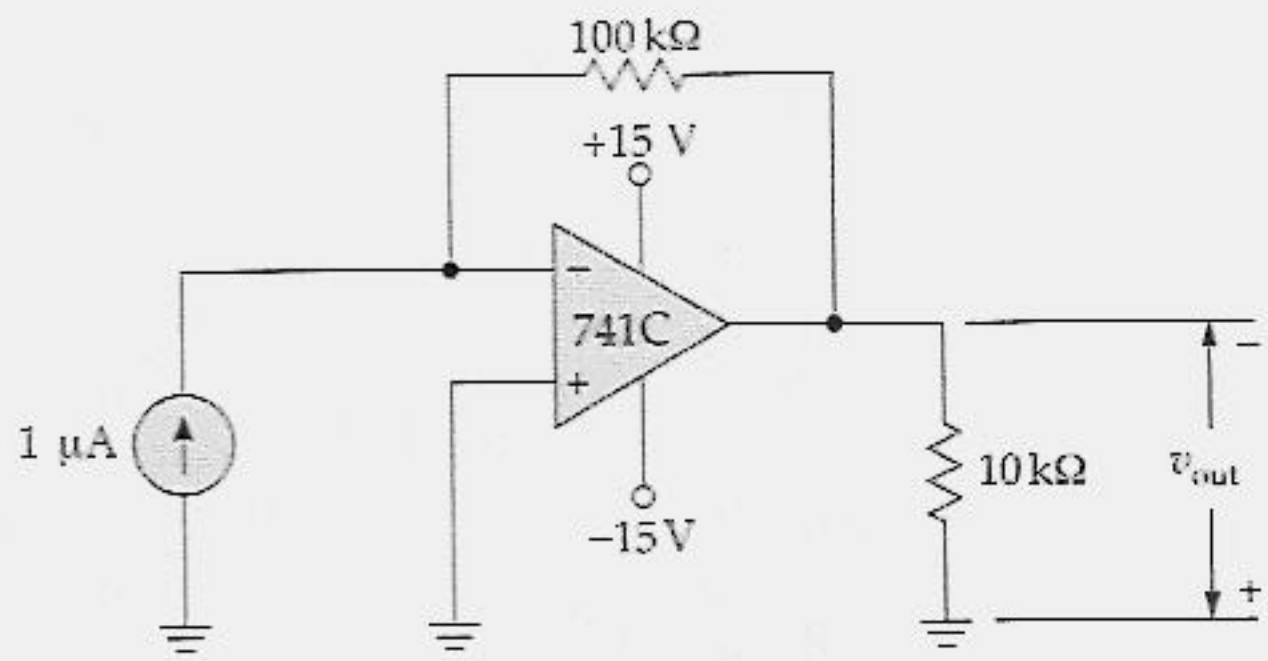


Figura 19.14 Exemplo.

Exemplo 19.9

Quanto vale a tensão de saída do circuito da Figura 19.14?

Solução

Imagine um terra virtual na entrada inversora de um amp op. Em seguida, imagine que todas as correntes de entrada passam através do resistor de 100 kΩ. Agora, use a lei de Ohm para calcular a tensão sobre o resistor de realimentação:

$$v_{out} = (1\ \mu A)(100\ k\Omega) = 0{,}1\ V$$

Exemplo 19.10

A Figura 19.15 mostra como construir um amperímetro eletrônico – um circuito que pode medir corrente e mostrar o seu valor em um voltímetro. Qual a tensão de saída quando a corrente de entrada é 50 μA? E quando a corrente de entrada é 10 μA?

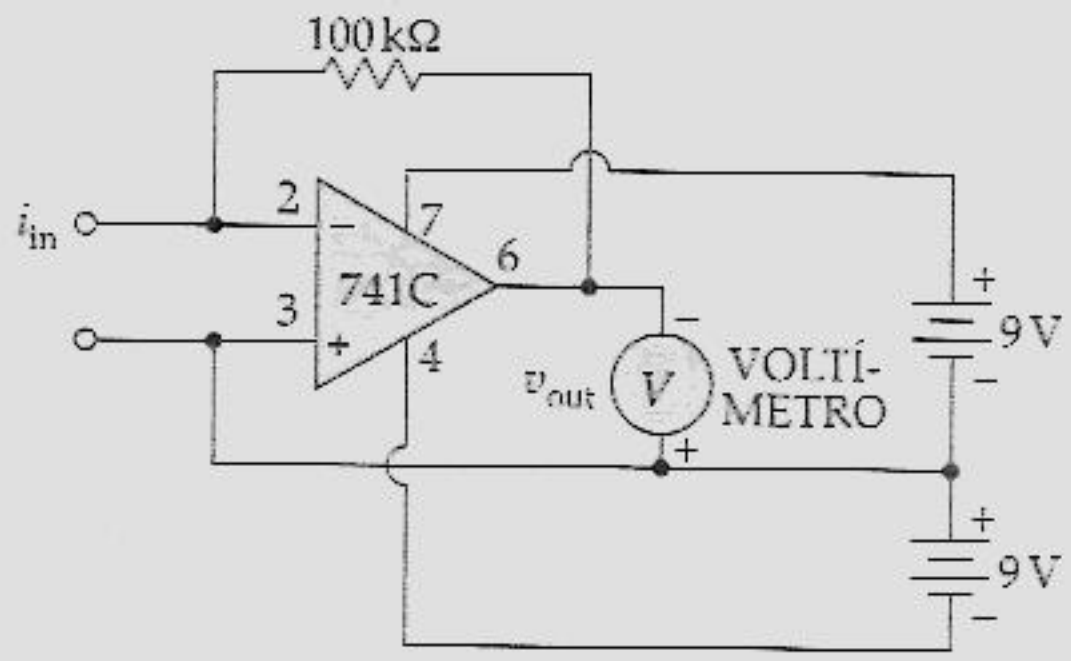


Figura 19.15 Amperímetro eletrônico.

Solução

Novamente, imagine que todas as correntes de entrada passam através do resistor de realimentação. Quando a corrente de entrada é 50 μA, a tensão de saída é

$$v_{out} = (50\ \mu A)(100\ k\Omega) = 5\ V$$

Quando a corrente de entrada é 10 μA, a tensão de saída é

$$v_{out} = (10\ \mu A)(100\ k\Omega) = 1\ V$$

Você pode ver que o circuito converte uma corrente de entrada em uma tensão de saída. Essa tensão de saída é diretamente proporcional à corrente de entrada. O resistor de realimentação determina a proporção. Alterando esse resistor, podemos alterar a proporção.

Exemplo 19.11

Na Figura 19.15, qual a impedância de entrada do amperímetro eletrônico?

Solução

Idealmente, um amperímetro tem uma resistência de entrada zero. Dessa forma, você pode inserir um amperímetro em série com qualquer ramo do circuito sem alterar a corrente no ramo. Eis como determinar a impedância de entrada do amperímetro eletrônico: imagine o resistor de realimentação dividido em duas resistências Miller. A resistência Miller de saída aparece em paralelo com o voltímetro, que não tem efeito significativo. Mas a resistência Miller de entrada aparece através dos terminais de entrada e tem uma impedância de

$$z_{in(CL)} = \frac{100\ k\Omega}{100.000 + 1} = 1\ \Omega$$

Usamos o ganho de tensão típico de um 741C nesse cálculo. Como você vê, a impedância de entrada é apenas 1 Ω. Isso significa que o amperímetro eletrônico acrescenta uma resistência de apenas 1 Ω no ramo do circuito em que ele está conectado. Isto terá um efeito insignificante na maioria dos circuitos.

Exemplo 19.12

Na Figura 19.16, qual a tensão de saída?

Solução

O primeiro estágio é um conversor corrente-tensão. Toda a corrente de 1 μA de entrada passa através do resistor de realimentação para produzir uma tensão de saída de

$$v_{out} = (1\ \mu A)\ (10\ k\Omega) = 10\ mV$$

O segundo estágio é um amplificador com um ganho de tensão de

$$A_{CL} = \frac{99\ k\Omega}{1\ k\Omega} + 1 = 100$$

Portanto, a tensão final de saída é

$$v_{out} = 100(10\ mV) = 1\ V$$

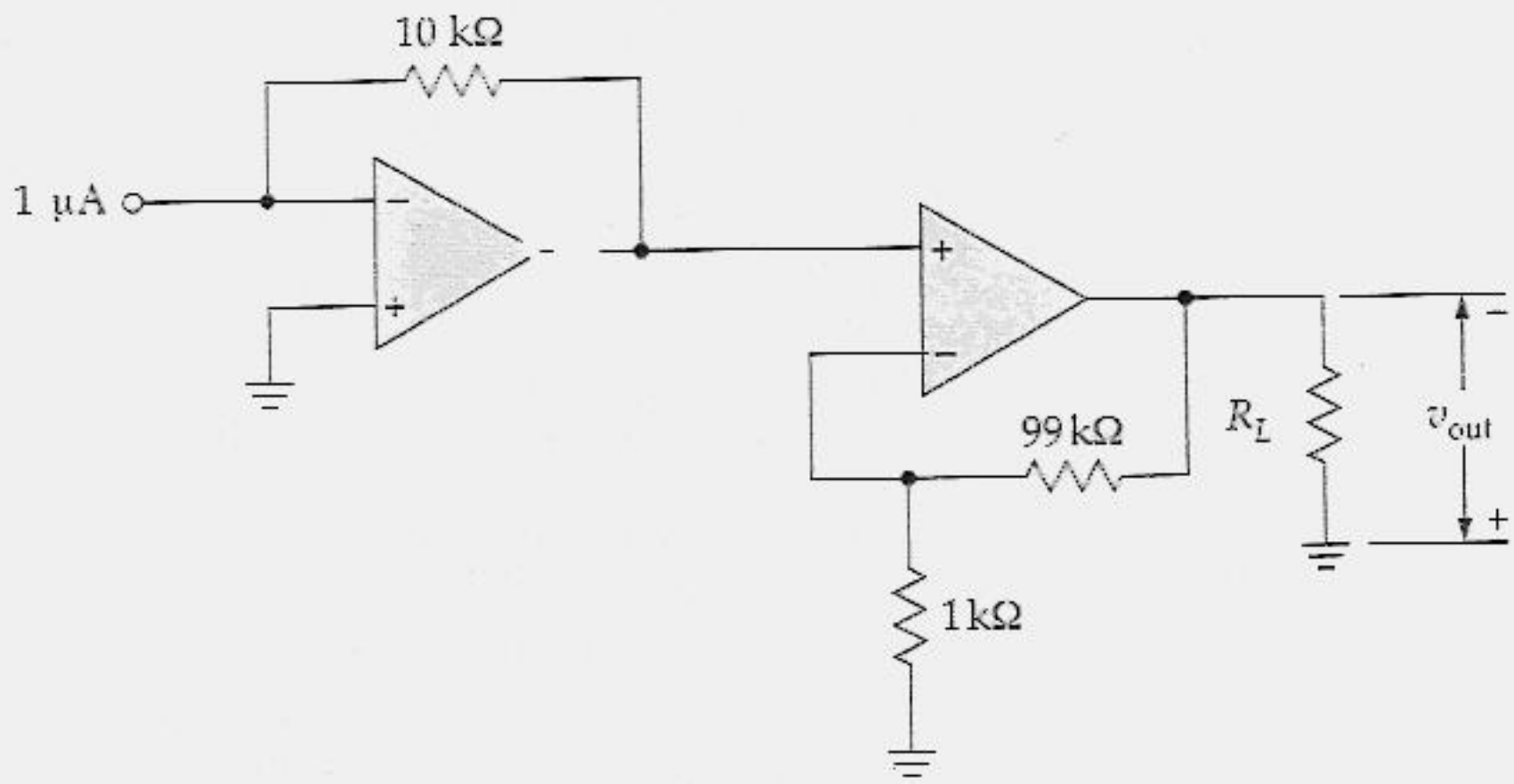


Figura 19.16 Conversor corrente-tensão acionando um amplificador de tensão.

19.6 LARGURA DE BANDA

Na Figura 19.17*a*, a *largura de banda B* de um amplificador é definida como a diferença entre as freqüências críticas inferior e superior. Na forma de uma equação,

$$B = f_2 - f_1 \tag{19.25}$$

Em razão de o amp op ter acoplamento direto, ele não tem uma freqüência crítica inferior. Essa é a razão de a resposta de freqüência ser parecida com a Figura 19.17*b*. Esse é um gráfico do ganho de tensão de malha aberta *versus* a freqüência. Para um amp op, a largura de faixa de malha aberta é

$$B = f_2 \tag{19.26}$$

Por exemplo, o 741C tem um f_2 de 10 Hz. Isso significa que a sua largura de faixa é de 10 Hz.

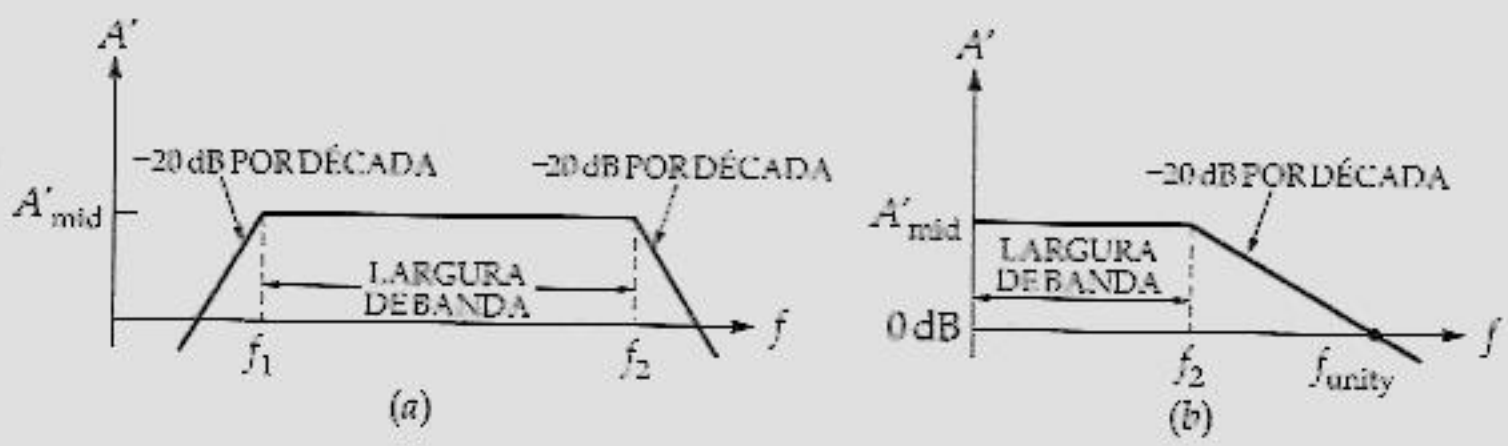


Figura 19.17 Resposta de freqüência: (*a*) amplificador *ca*; (*b*) amplificador *cc*.

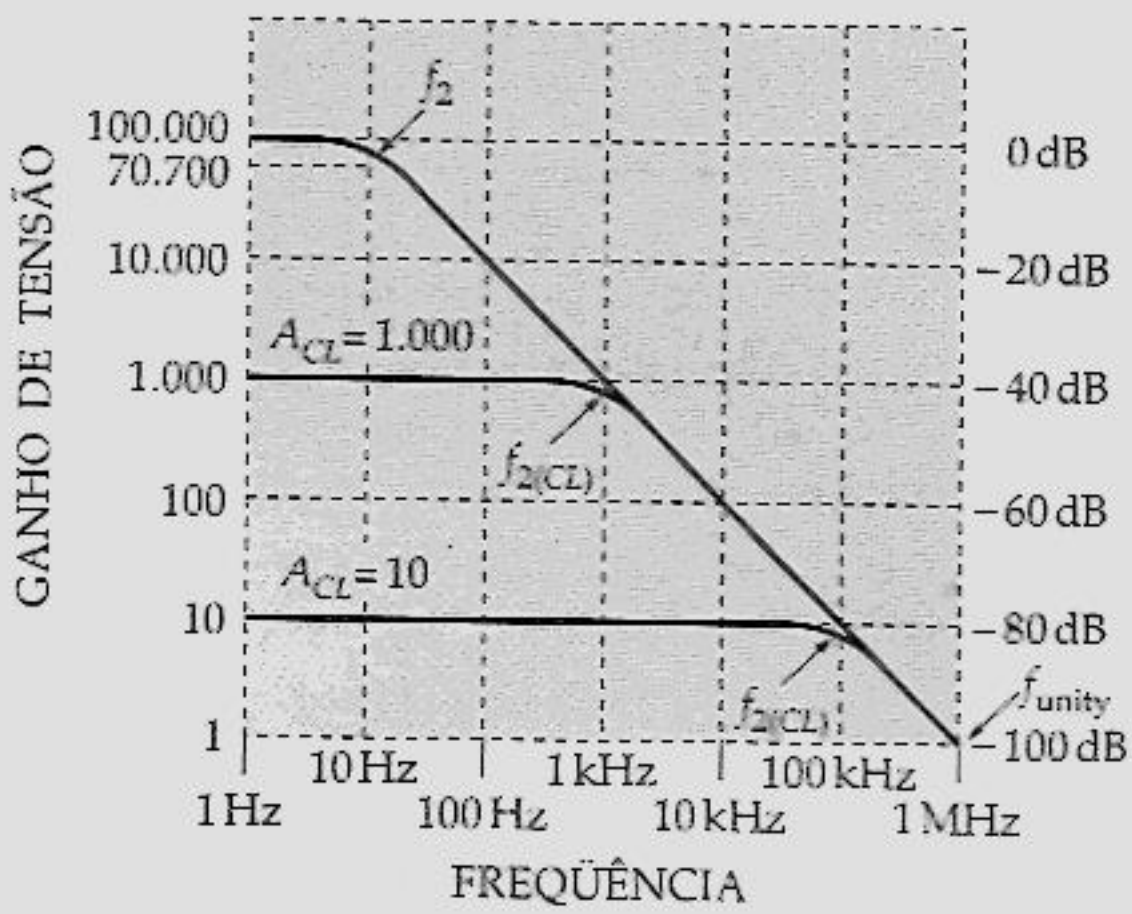


Figura 19.18 Respostas de malha fechada e de malha aberta.

Largura de Banda de Malha Fechada

É possível deduzir essa equação:

$$f_{2(CL)} = (1 + AB)f_2 \tag{19.27}$$

onde A é o ganho de tensão do amp op na banda média. Quando o ganho de malha AB é muito maior do que 1, a freqüência de corte é muito maior do que a freqüência de corte de malha aberta.

A Figura 19.18 ilustra o efeito da realimentação negativa na banda média. Onde não há realimentação negativa, o ganho de tensão tem um valor máximo de 100.000 e a largura de banda é de 10 Hz. A 10 Hz, o ganho de tensão é de 70.700. Acima dessa freqüência, o ganho de tensão diminui a uma taxa de 20 dB por década.

Quando há realimentação negativa, entretanto, há menos ganho de tensão. Por exemplo, um ganho de tensão de malha fechada de 1.000 significa que diminuímos o ganho de tensão de um fator de 100. Portanto, a Equação (19.27) quer dizer que a freqüência crítica aumenta para

$$f_{2(CL)} = 100(10\text{Hz}) = 1\text{ kHz}$$

Essa é a freqüência crítica ou largura de faixa do amplificador quando o ganho de tensão de malha fechada é 1.000. Você pode ver isso na Figura 19.18.

Quando a realimentação negativa é realmente intensa, o ganho de tensão é pequeno mas a largura de faixa é grande. Por exemplo, quando o ganho de tensão de malha fechada é 10, o fator de sacrifício é 10.000. Nesse caso, a largura de faixa aumenta para

$$f_{2(CL)} = 10.000(10\text{ Hz}) = 100\text{ kHz}$$

Produto Ganho-Largura de Banda

A Figura 19.18 é muitas vezes resumida, dizendo-se que o *produto ganho-largura de banda é constante*. Vamos descobrir o que isto significa.

Conforme deduzido antes, o ganho de tensão de malha fechada é dado por

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + AB}$$

Podemos reorganizar essa equação e obter

$$1 + AB = \frac{A}{A_{CL}}$$

Quando substituímos essa equação na Equação (19.27), obtemos

$$f_{2(CL)} = \frac{A}{A_{CL}} f_2 \tag{19.28}$$

ou

$$A_{CL} f_{2(CL)} = A f_2 \tag{19.29}$$

O lado direito dessa equação é chamado de *produto ganho-largura de banda de malha aberta* porque ele é o produto do ganho de malha aberta pela largura de banda. Para um 741C, o ganho de tensão típico é 100.000 e a freqüência crítica é de 10 Hz. Portanto, um 741C tem um produto ganho-largura de banda de malha aberta de

$$A f_2 = 100.000(10 \text{ Hz}) = 1 \text{ MHz}$$

O lado esquerdo da Equação (19.29) é chamado de *produto ganho-largura de banda de malha fechada* porque ele é o produto do ganho de malha fechada pela largura de banda. A Equação (19.29) nos diz que o produto ganho-largura de banda é o mesmo, quer calculemos com as grandezas de malha aberta, quer com as de malha fechada. Dado um 741C típico, o produto de A_{CL} por $f_{2(CL)}$ é igual a 1 MHz. A Equação (19.29) quer dizer que o produto ganho-largura de banda é constante. Portanto, ainda que A_{CL} e $f_{2(CL)}$ variem quando alteramos os resistores externos, o produto dessas duas grandezas se mantém constante e igual a 1 MHz.

A Figura 19.18 está de acordo com a idéia de um produto ganho-largura de banda constante. Quando o ganho é 100.000, o produto ganho-largura de banda é

$$A_{CL} f_{2(CL)} = 100.000(10 \text{ Hz}) = 1 \text{ MHz}$$

Quando o ganho é 1.000, o produto ganho-largura de banda é

$$A_{CL} f_{2(CL)} = 1.000(1 \text{ kHz}) = 1 \text{ MHz}$$

Quando o ganho é 10, o produto ganho-largura de banda é

$$A_{CL}f_{2(CL)} = 10(100\text{ kHz}) = 1\text{ MHz}$$

Freqüência de Ganho Unitário

Se $A_{CL} = 1$, $f_{2(CL)} = f_{unity}$, e a Equação (19.29) é reduzida para

$$f_{unity} = Af_2 \tag{19.30}$$

Essa equação diz que a freqüência de ganho unitário é igual ao produto ganho-largura de banda. As folhas de dados geralmente fornecem o valor de f_{unity} porque ela é igual ao produto ganho-largura de banda. Quanto maior f_{unity}, maior o produto ganho-largura de banda do amp op. Por exemplo, o 741C tem uma f_{unity} de 1 MHz. O LM318 tem uma f_{unity} de 15 MHz. Embora seu preço seja maior, o LM318 pode ser a melhor escolha se você precisa de um produto ganho-largura de banda maior. Com uma f_{unity} de 15 MHz, significa que o LM318 tem 15 vezes mais ganho de tensão do que um 741C com a mesma largura de banda.

O produto ganho-largura de banda nos dá uma forma rápida de comparar amplificadores. Quanto maior o produto ganho-largura de banda, mais altas as freqüências que podemos conseguir tendo ainda o mesmo ganho útil. Com as Equações (19.29) e (19.30), podemos deduzir essa relação útil:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unity}}{A_{CL}} \tag{19.31}$$

Essa equação é válida quando o ganho de tensão desenvolver uma taxa de 20 dB por década. O 741C e a maior parte dos amps op têm um capacitor de compensação para satisfazer essa condição.

Taxa de Variação e Largura de Faixa para Grandes Sinais

A realimentação negativa não tem efeito na taxa de variação ou inclinação (S_R) ou na largura de faixa para grandes sinais. Até que a tensão de saída varie, não há sinal de realimentação e nenhum benefício devido à realimentação negativa. Em outras palavras, a taxa de inclinação e a largura de faixa para grandes sinais são os mesmos com ou sem a realimentação negativa. Como antes, você tem de calcular a largura de faixa para grandes sinais utilizando a equação:

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

Quando $f_{\text{máx}}$ é maior do que $f_{2(CL)}$, não há distorção devido à taxa de inclinação. Quando $f_{\text{máx}}$ é menor do que $f_{2(CL)}$, você verá que esse tipo de distorção aparece no sinal de saída. Uma forma de eliminá-lo é reduzir a tensão de pico de saída o necessário para tornar $f_{\text{máx}}$ maior do que $f_{2(CL)}$. Substituindo $f_{2(CL)}$ por $f_{\text{máx}}$ e reorganizando a equação, obtemos

$$V_{p(\text{máx})} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} \tag{19.32}$$

Enquanto a tensão de pico de saída for menor do que $V_{p(\text{máx})}$, o amplificador não terá distorção por causa da taxa de inclinação em qualquer freqüência entre 0 e $f_{2(CL)}$.

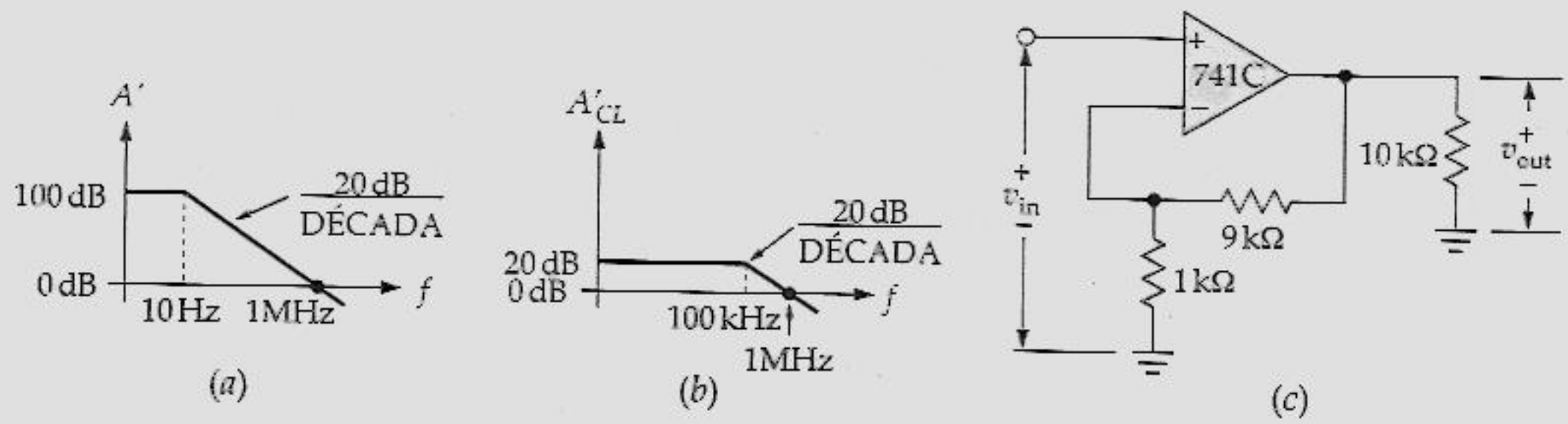


Figura 19.19 O produto ganho-largura de banda é constante.

Exemplo 19.13

A Figura 19.19*a* mostra a resposta de freqüência para um 741C. Qual a largura de banda do circuito da Figura 19.19*c*?

Solução

Na Figura 19.19*a*, o ganho de tensão na banda média em decibel do 741C é de 100 dB, equivalente a um ganho de tensão de malha aberta de

$$A = 100.000$$

Como a freqüência crítica é de 10 Hz, o produto ganho-largura de banda é

$$Af_2 = 100.000(10\text{ Hz}) = 1\text{ MHz}$$

Uma outra forma de obter o produto ganho-largura de banda é ler o valor de f_{unity} na Figura 19.19*a*:

$$f_{unity} = 1 \text{ MHz}$$

Da mesma forma, o 741C tem um produto ganho-largura de banda de 1 MHz.

Na Figura 19.19*c*, o ganho de tensão de malha fechada é igual a

$$A_{CL} = \frac{9 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 = 10$$

O produto ganho-largura de faixa é

$$A_{CL} f_{2(CL)} = 1 \text{ MHz}$$

Como $A_{CL} = 10$, podemos dividir 1 MHz por 10 para obter a largura de banda de malha fechada:

$$f_{2(CL)} = \frac{1 \text{ MHz}}{10} = 100 \text{ kHz}$$

A Figura 19.19*b* mostra o ganho de tensão em decibel de um amplificador com realimentação negativa. Na banda média do amplificador realimentado, o ganho em decibel é 20 dB. A largura de banda de malha fechada é de 100 kHz, a taxa desenvolvida é de 20 dB por década e a freqüência de ganho unitário é de 1 MHz.

Exemplo 19.14

No circuito da Figura 19.19*c*, qual a máxima tensão de pico de saída não distorcida em $f_{2(CL)}$? Use $S_R = 0{,}5 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Solução

No exemplo anterior, calculamos $A_{CL} = 10$ e $f_{2(CL)} = 100$ kHz. Com a Equação (19.32), podemos calcular a saída máxima sem a distorção devido à taxa de inclinação (S_R):

$$V_{p(\text{máx})} = \frac{0{,}5 \text{ V}/\mu\text{s}}{2\pi(100 \text{ kHz})} = 0{,}796 \text{ V}$$

Enquanto você mantém a tensão de pico de saída menor do que 0,796 V, você tem um ganho de tensão de malha fechada de 10, uma largura de banda de malha fechada de 100 kHz e uma distorção devido à taxa de inclinação em qualquer freqüência entre 0 e 100 kHz.

Exemplo 19.15

Suponha que seja usado um amp op com o gráfico da Figura 19.20*a* no seguidor de tensão da Figura 19.20*b*. Qual a largura de faixa de malha fechada?

Solução

O produto ganho-largura de banda é

$$A_{CL}f_{2(CL)} = 15\ \text{MHz}$$

Como o seguidor de tensão tem um ganho de tensão de malha fechada de 1, a largura de banda de malha fechada é

$$f_{2(CL)} = \frac{15\ \text{MHz}}{1} = 15\ \text{MHz}$$

Em virtude de seu ganho de tensão ser apenas 1, o seguidor de tensão tem uma largura de banda máxima.

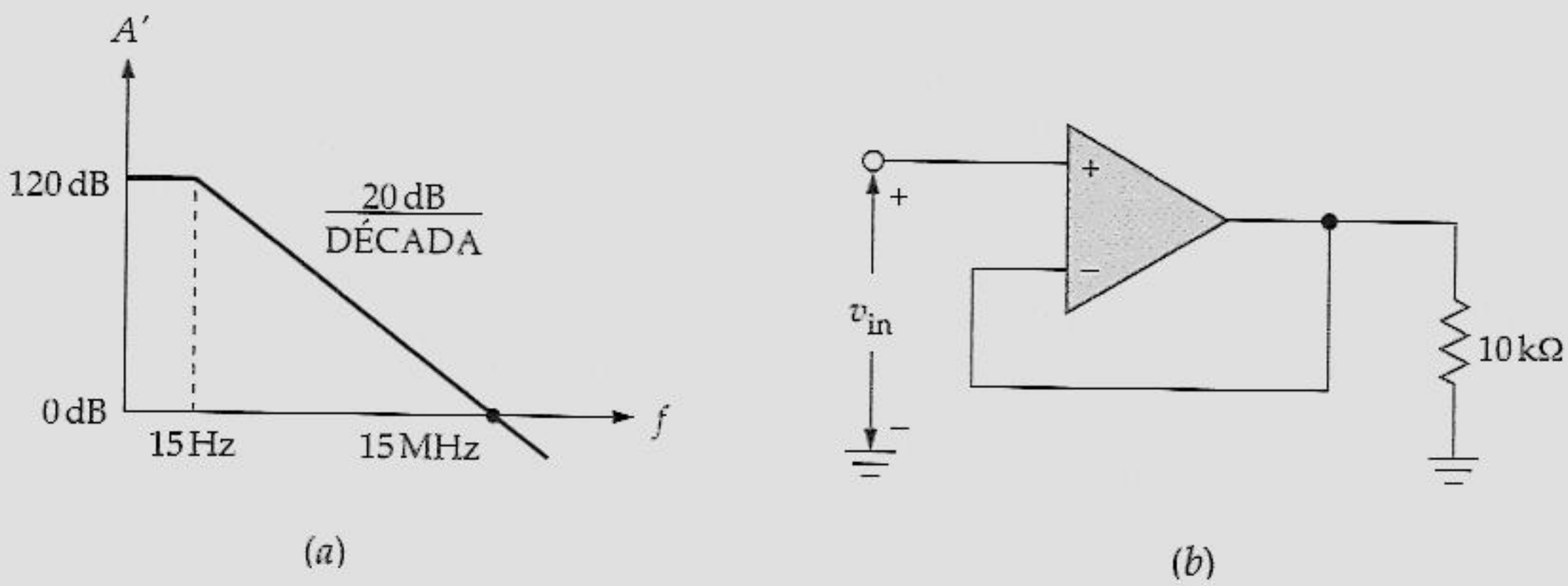


Figura 19.20 Exemplo.

TÓPICOS OPCIONAIS

19.7 VALOR EXATO DA FRAÇÃO DE REALIMENTAÇÃO

Quando deduzimos a fração de realimentação de um amplificador com realimentação de tensão não-inversora, obtivemos

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Essa expressão admite que z_{in} do amp op é muito maior do que R_2. A expressão exata inclui a z_{in} do amp op em paralelo com R_2:

$$B = \frac{R_2 \parallel z_{in}}{R_1 + R_2 \parallel z_{in}} \tag{19.33}$$

19.8 MAIS SOBRE REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO INVERSORA

Podemos redesenhar o circuito da Figura 19.12*a* como mostra a Figura 19.21. Agora ele se parece com um amplificador com realimentação de tensão não-inversora, exceto porque uma fonte de corrente está acionando o terminal inversor. Como a fonte ideal de corrente tem impedância infinita, a fração de realimentação B é aproximadamente igual à unidade e o circuito tem uma realimentação negativa máxima. Com deduções idênticas àquelas dadas antes, podemos obter fórmulas para a impedância de saída de malha fechada, para a distorção não-linear e para a tensão de compensação de saída.

Na maioria dos circuitos, a entrada não-inversora é aterrada para sinais *cc* como também para *ca*. Portanto, o terra virtual tem um potencial de zero em relação ao terra. Porém, não considere a idéia de que o terra virtual está sempre no potencial do terra *cc*. Existem alguns circuitos nos quais a entrada não-inversora é polarizada com um nível de tensão *cc* positiva ou negativa. Um capacitor de derivação é então usado para colocar no terra *ca* a entrada não-inversora. Neste caso, o terra virtual tem um potencial *cc*. Mas ele ainda é um terra virtual para sinais *ca*, significando que ele tem tensão *ca* zero e não drena nenhuma corrente.

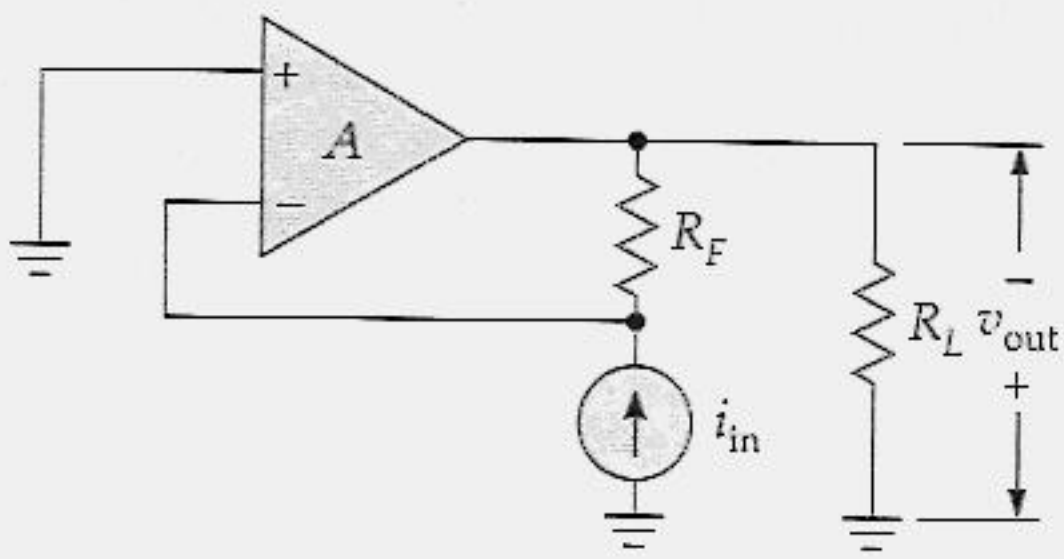


Figura 19.21 Circuito de realimentação de tensão inversora redesenhado.

19.9 REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE NÃO-INVERSORA

Com a *realimentação de corrente não-inversora,* uma tensão de entrada aciona a entrada não-inversora de um amplificador e a corrente de saída é amostrada para obter uma tensão de realimentação. Um amplificador com realimentação de corrente não-inversora tende a funcionar como um conversor tensão-corrente ideal, com impedância de entrada infinita, impedância de saída infinita e transcondutância estável.

Circuito Equivalente *ca*

A Figura 19.22 mostra o circuito equivalente *ca* para um amplificador realimentado com realimentação de corrente não-inversora. O resistor de carga e o resistor de realimentação estão em série. Por isso, a corrente de carga passa através do resistor de realimentação. A tensão de realimentação é proporcional à corrente de carga porque

$$v_2 = i_{out}R_F$$

Sempre que a tensão de realimentação for proporcional à corrente de saída, o circuito tem uma realimentação de corrente.

A realimentação de corrente estabiliza a corrente de saída. Isto significa que uma tensão de entrada constante produz uma corrente de saída quase constante, apesar das variações no ganho de malha aberta e na resistência de carga. Por exemplo, suponha que o ganho de malha aberta diminua. Então, a corrente de saída tenta diminuir. Isto resulta em menos tensão de realimentação e em mais tensão de erro. Por sua vez, isto significa mais tensão e mais corrente de saída. O aumento da tensão de erro compensa quase totalmente a diminuição do ganho de tensão de malha aberta, de forma que a corrente de saída permanece quase constante. Um argumento semelhante se aplica no aumento do ganho de malha aberta. As tentativas de aumento da corrente de saída são quase eliminadas pela realimentação negativa.

Análise Matemática

O amplificador realimentado da Figura 19.22 tem um ganho de tensão de malha fechada de

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + AB}$$

onde

$$B = \frac{R_F}{R_L + R_F}$$

A corrente de saída é

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_L + R_F} = \frac{A_{CL} v_{in}}{R_L + R_F}$$

que pode ser reorganizada como

$$\frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{CL}}{R_L + R_F} \tag{19.34}$$

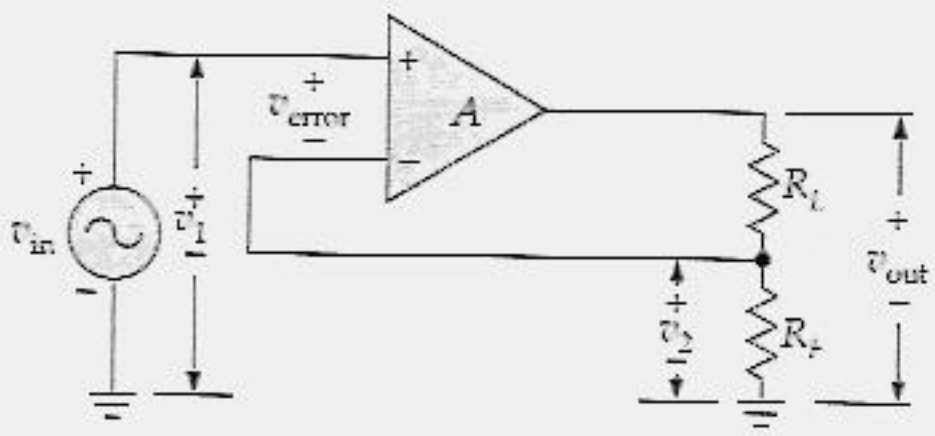


Figura 19.22 Realimentação de corrente não-inversora.

Quando o ganho de malha é alto, A_{CL} é aproximadamente igual a $1/B$ e a Equação (19.34) resulta em

$$\frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{(R_L + R_F)/R_F}{R_L + R_F}$$

ou

$$\frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{R_F} \tag{19.35}$$

Essa equação diz que a razão entre a corrente de saída e a tensão de entrada é igual à recíproca de R_F. Como R_F é um resistor externo, i_{out}/v_{in} tem um valor constante, independente do ganho de tensão de malha aberta e da resistência de carga.

Transcondutância

Um amplificador com realimentação de corrente não-inversora é muitas vezes chamado de *amplificador de transcondutância*, e a Equação (19.35) é escrita como

$$g_m = \frac{1}{R_F} \tag{19.36}$$

O circuito da Figura 19.22 também é chamado de *conversor tensão-corrente* porque uma tensão de entrada controla uma corrente de saída. Se reorganizarmos a Equação (19.35), a corrente de saída será

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_F} \tag{19.37}$$

Outros Benefícios

Compare o circuito da Figura 19.22 com aquele da Figura 19.1. A única diferença é a posição do resistor de carga. Na Figura 19.22, o resistor de carga está flutuando para permitir que a corrente de saída passe através do resistor de realimentação. Na Figura 19.1, o resistor de carga está conectado entre a saída e o terra. Em razão de os circuitos serem similares, exceto pela posição do resistor de carga, novamente a realimentação negativa reduz a distorção e a tensão de compensação de saída. Além disso, a impedância de entrada se aproxima do infinito.

A grandeza, que é diferente com a realimentação de corrente não-inversora, é a impedância de saída de malha fechada. Como a carga não está mais aterrada, mas é parte do circuito de realimentação, ela vê uma impedância Thévenin de saída diferente de antes. Pode-se mostrar que

$$z_{out(CL)} = (1 + A)R_F \tag{19.38}$$

Como A é muito grande, $z_{out(CL)}$ se aproxima do infinito. Daqui por diante, lembre-se de que a realimentação de tensão produz uma impedância de saída baixa, enquanto a realimentação de corrente produz uma impedância de saída alta. A Tabela 19.3 resume a realimentação de corrente não-inversora. Conforme indicado, a transcondutância é estável, a impedância de entrada aumenta, a impedância de saída diminui etc.

Tabela 19.3 Realimentação de Corrente Não-Inversora

Grandeza	Símbolo	Efeito	Fórmula
Transcondutância	i_{out}/v_{in}	Diminui	$1/R_F$
Impedância de entrada	$z_{in(CL)}$	Aumenta	$(1 + AB)z_{in}$
Impedância de saída	$z_{out(CL)}$	Aumenta	$(1 + A)R_F$
Distorção	$v_{dist(CL)}$	Diminui	$v_{dist}/(1 + AB)$
Compensação de saída	$V_{oo(CL)}$	Diminui	$V_{oo(OL)}/(1 + AB)$

Ponto de Vista Simplificado

Existe uma forma simples de analisar o circuito da Figura 19.22. Como a tensão na entrada inversora está na faixa de microvolts da tensão da entrada não-inversora,

$$v_2 = v_{in}$$

Portanto,

$$i_{out} = \frac{v_2}{R_F} = \frac{v_{in}}{R_F}$$

Esse é o mesmo resultado que obtivemos antes com a matemática formal.

19.10 REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE INVERSORA

Na Figura 19.23, o sinal de entrada aciona a entrada inversora e a corrente de saída é amostrada. Isto produz a *realimentação de corrente inversora*. Um amplificador com realimentação de corrente inversora tende a funcionar como um amplificador ideal de corrente, que tem impedância de entrada zero, impedância de saída infinita e um ganho de corrente constante.

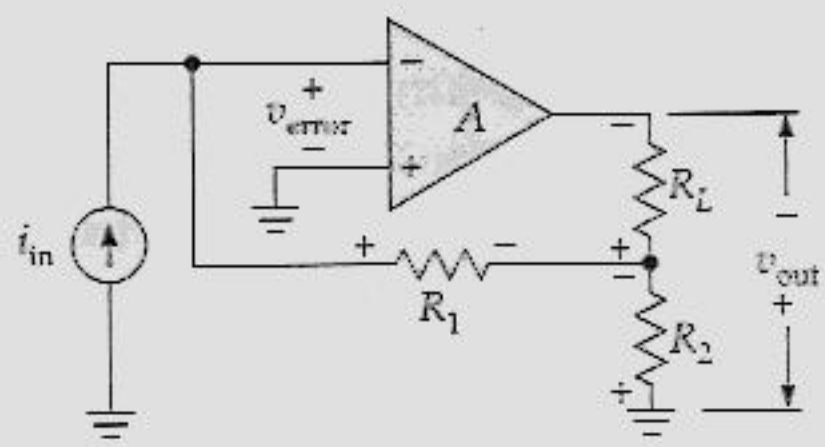


Figura 19.23 Realimentação de corrente inversora.

Com o sinal de entrada acionando a entrada inversora, a polaridade da tensão de saída é inversa, como mostra a Figura 19.23. Pode-se mostrar que o ganho de corrente é

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{R_1}{R_2} + 1 \tag{19.39}$$

A Equação (19.39) diz que o ganho de corrente depende idealmente da razão entre as duas resistências, as quais podem ser de precisão. Um amplificador com realimentação de corrente inversora é chamado de amplificador de corrente porque o ganho de corrente foi estabilizado.

A realimentação de corrente inversora diminui a impedância de entrada, aumenta a impedância de saída, diminui a distorção e diminui a tensão de compensação. Com esse tipo de realimentação negativa,

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{19.40}$$

A Tabela 19.4 resume as propriedades desse tipo de realimentação negativa.

Tabela 19.4 Realimentação de Corrente Inversora

Grandeza	Símbolo	Efeito	Fórmula
Ganho de corrente	i_{out}/i_{in}	Estável	$1/B$
Impedância de entrada	$z_{in(CL)}$	Diminui	$R_1(1 + AB)$
Impedância de saída	$z_{out(CL)}$	Aumenta	$(1 + A)R_2$
Distorção	$v_{dist(CL)}$	Diminui	$v_{dist}/(1 + AB)$
Compensação de saída	$V_{oo(CL)}$	Diminui	$V_{oo(OL)}/(1 + AB)$

19.11 MAIS SOBRE A LARGURA DE BANDA DE MALHA FECHADA

Suponha que um amplificador tenha uma freqüência crítica inferior e uma superior. A realimentação negativa melhora cada uma dessas freqüências. Como de costume, a dessensibilidade é o fator básico no melhoramento. Por meio de números complexos, pode-se mostrar que as duas freqüências críticas são

$$f_{1(CL)} = \frac{f_1}{1 + AB} \tag{19.41}$$

e

$$f_{2(CL)} = (1 + AB)f_2 \tag{19.42}$$

Como você vê, a freqüência crítica inferior é diminuída e a freqüência crítica superior é aumentada. Essas fórmulas se aplicam à realimentação de tensão não-inversora.

A realimentação negativa aumenta a largura de banda de todos os amplificadores realimentados. Por meio de deduções semelhantes àquelas para a realimentação de tensão não-inversora, podemos deduzir as fórmulas dadas na Tabela 19.5. Com realimentação inversora, a fração de realimentação é $B = 1$ porque admitimos que a fonte de corrente tem uma impedância infinita. Esta é a razão pela qual a dessensibilidade é $1 + A$ para os tipos da realimentação negativa inversora. As duas últimas notas significam que a tensão de saída é de 3 dB abaixo em $(1 + A)f_2$. Em outras palavras, se você aciona um amplificador com realimentação inversora com uma fonte de corrente, a tensão de saída se interrompe em aproximadamente f_{unity}.

Tabela 19.5 Largura de Banda com Realimentação Negativa

Tipo	$f_{1(CL)}$	$f_{2(CL)}$
Realimentação de tensão não-inversora	$f_1/(1 + AB)$	$(1 + AB)f_2$
Realimentação de corrente não-inversora	$f_1/(1 + AB)$	$(1 + AB)f_2$
Realimentação de tensão inversora	$f_1/(1 + A)$	$(1 + A)f_2$
Realimentação de corrente inversora	$f_1/(1 + A)$	$(1 + A)f_2$

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 19.1 Realimentação de Tensão Não-Inversora

Existem quatro tipos de realimentação negativa. A realimentação de tensão não-inversora é o tipo mais básico. O sinal de entrada aciona a entrada não-inversora de um amp op. A tensão de saída amplificada é amostrada e parte dessa tensão retorna à entrada inversora do amp op. A entrada diferencial do amp op é, portanto, a diferença entre a tensão de entrada e a fração da tensão de saída. Um amplificador com esse tipo de realimentação se aproxima de um amplificador ideal, que tem impedância de entrada infinita, impedância de saída zero e ganho de tensão constante.

Seção 19.2 Ganhos de Tensão de Malha Aberta e de Malha Fechada

O ganho de tensão de malha aberta é o ganho de tensão quando o laço de realimentação está aberto. Isto resulta em um ganho de tensão máximo. O ganho de tensão de malha fechada é o ganho de tensão quando existe uma realimentação negativa. Este ganho de tensão é geralmente muito menor do que o ganho de tensão de malha aberta.

Seção 19.3 Impedâncias de Entrada e Saída

A realimentação de tensão não-inversora aumenta a impedância de entrada e diminui a impedância de saída. O fator de melhoramento é $1 + AB$. Isto significa que você multiplica z_{in} por $1 + AB$ para obter a impedância de entrada de malha fechada. Você divide z_{out} por $1 + AB$ para obter a impedância de saída de malha fechada.

Seção 19.4 Outros Benefícios da Realimentação Negativa

Qualquer tipo de realimentação negativa diminui a distorção e a tensão de compensação de saída. Novamente, o fator de melhoramento é $1 + AB$. Você divide a distorção de malha aberta e a tensão de compensação de saída de malha aberta por $1 + AB$ para obter as grandezas de malha fechada. Como $1 + AB$ é geralmente grande, a distorção de malha fechada e a tensão de compensação de saída de malha fechada são muito menores do que seriam sem a realimentação negativa.

Seção 19.5 Tensão de Realimentação Inversora

Esse é um outro importante tipo de realimentação negativa usado com amps op. O sinal de entrada é aplicado na entrada inversora, enquanto a entrada não-inversora é aterrada. Com esse tipo de realimentação, o amplificador funciona como um conversor corrente-tensão ideal, o qual tem impedância de entrada zero, impedância de saída zero e transresistência constante. A entrada inversora está no terra virtual, que é um terra parcial; ou seja, para a tensão, é um curto-circuito para o terra; porém, para a corrente, é um circuito aberto.

Seção 19.6 Largura de Banda

A largura de banda é definida como a diferença entre as freqüências críticas dominantes superior e inferior. Como um amp op não tem freqüência crítica inferior, a largura de banda é igual à freqüência crítica superior. O produto ganho-largura de banda é constante, significando que o produto do ganho de tensão pela largura de banda é fixo para um dado amp op. Isto implica que um menor ganho de tensão de malha fechada resulta em maior largura de banda de malha fechada.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 19.5 Fração de Realimentação

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Essa equação fornece a fração da tensão de saída que retorna para a entrada inversora. Ela é algumas vezes denominada ganho de tensão do divisor de tensão. B é sempre um número entre 0 e 1.

Equação 19.6 Ganho de Tensão Exato com Realimentação Negativa

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A}{1 + AB}$$

Das equações apresentadas, esta é uma clássica. Esta equação é famosa na história da realimentação negativa. O denominador é especialmente importante porque ele reaparece nas fórmulas para a maioria das grandezas de malha fechada. Ela informa que o ganho de tensão com realimentação negativa é igual ao ganho de tensão diferencial de um amp op dividido pela dessensibilidade ou fator de sacrifício.

Equação 19.7 Ganho de Tensão com Realimentação Negativa

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{B}$$

Quando o fator de sacrifício é grande, o ganho de tensão do amplificador não depende mais do ganho de tensão diferencial do amp op. Ele depende apenas da fração de realimentação. Como B é determinado pelas resistências fixas, o ganho de tensão é muito estável. Quando você encontra pela primeira vez esse fenômeno, ele parece mágico. Você pega um amp op com um ganho de tensão muito alto, conecta alguns resistores externos e tem então um amplificador cujo ganho não depende mais do ganho do amp op.

Equação 19.17 Dessensibilidade

$$1 + AB = \frac{A}{A_{CL}}$$

O fator $1 + AB$ aparece em muitas equações de malha fechada. É importante perceber que esse fator é igual ao ganho de tensão diferencial dividido pelo ganho de tensão de malha fechada. Por quê? Porque em alguns problemas é difícil calcular o valor de $1 + AB$, mas é fácil calcular A/A_{CL}.

Equação 19.24 Conversor Corrente-Tensão

$$v_{out} = i_{in}R_F$$

Essa equação é extremamente importante. Ela diz que a tensão de saída é igual à corrente de entrada vezes a resistência de realimentação. No próximo capítulo você verá alguns circuitos que usam esse tipo de realimentação. É fácil lembrar essa importante equação se você se lembrar do conceito de terra virtual. Devido ao terra virtual, a corrente de entrada não tem para onde ir, exceto através do resistor de realimentação. A lei de Ohm fornece a tensão sobre o resistor de realimentação, que está em paralelo com o resistor de carga.

Equação 19.25 Largura de Banda

$$B = f_2 - f_1$$

Esta é uma definição fundamental que deve ser memorizada porque é usada em várias áreas diferentes da eletrônica. Ela diz que a largura de banda é a diferença entre as freqüências críticas dominantes do amplificador.

Equação 19.29 O Produto Ganho-Largura de Banda é Constante

$$A_{CL}f_{2(CL)} = Af_2$$

Essa equação tem um conceito importante. Ela diz que o produto ganho-largura de banda de malha fechada é igual ao produto ganho-largura de banda de malha aberta. Como Af_2 é constante para um dado amp op, significa que $A_{CL}f_{2(CL)}$ também é constante. Por sua vez, isto significa que uma diminuição em A_{CL} produz um aumento em $f_{2(CL)}$.

Equação 19.31 Largura de Banda de Malha Fechada

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unity}}{A_{CL}}$$

Você pode obter o valor de f_{unity} a partir das folhas de dados. Quando você divide esse valor por A_{CL}, você tem a largura de banda do amplificador.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. Com a realimentação negativa, o retorno do sinal
   a) É somado ao sinal de entrada
   b) Opõe-se 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 *c*) Três
   b) Dois *d*) Quatro

3. Com a realimentação de tensão não-inversora, o circuito se aproxima do circuito ideal
   a) Amplificador de tensão
   b) Conversor corrente-tensão
   c) Conversor tensão-corrente
   d) Amplificador de corrente

4. A tensão de erro de um amp op ideal é
   a) Zero
   b) Muito pequena
   c) Muito grande
   d) Igual à tensão de entrada

5. A tensão de erro de um amp op real é
   a) Zero
   b) Muito pequena
   c) Muito grande
   d) Igual à tensão de entrada

6. A fração de realimentação B
   a) É sempre menor do que 1
   b) É geralmente maior do que 1
   c) Pode ser igual a 1
   d) Pode não ser igual a 1

7. O ganho de malha AB
   a) É geralmente muito menor do que 1
   b) É geralmente muito maior do que 1
   c) Pode não ser igual a 1
   d) Está entre 0 e 1

8. Com a realimentação de tensão não-inversora, qualquer diminuição no ganho de tensão diferencial produz um aumento na
   a) Tensão de saída
   b) Tensão de erro
   c) Tensão de realimentação
   d) Tensão de entrada

9. A realimentação negativa é
   a) Mais uma idéia extravagante acerca do moto-contínuo
   b) Um fenômeno medíocre
   c) Uma inútil produção em massa
   d) Uma invenção fantástica que parece mágica

10. O ganho de tensão de malha aberta é igual ao
    a) Ganho com realimentação negativa
    b) Ganho de tensão diferencial do amp op
    c) Ganho quando B é 1
    d) Ganho na f_{unity}

11. A impedância de entrada de malha fechada com a realimentação de tensão não-inversora é
    a) Geralmente maior do que a impedância de entrada de malha aberta
    b) Igual à impedância de entrada de malha aberta
    c) Algumas vezes menor do que a impedância de entrada de malha aberta
    d) Idealmente zero

12. A impedância de entrada de malha fechada com a realimentação de tensão inversora é
    a) Geralmente maior do que a impedância de entrada de malha aberta
    b) Igual à impedância de entrada de malha aberta
    c) Algumas vezes menor do que a impedância de entrada de malha aberta
    d) Idealmente zero

13. Com a realimentação de tensão inversora, o circuito se aproxima do circuito ideal
    a) Amplificador de tensão
    b) Conversor corrente-tensão
    c) Conversor tensão-corrente
    d) Amplificador de corrente

14. A realimentação negativa reduz a
    a) Fração de realimentação
    b) Distorção
    c) Tensão de compensação de entrada
    d) Tensão de erro

15. A dessensibilidade é igual a
    a) AB c) A_{CL}/A
    b) $1 + AB$ d) f_{unity}

16. O fator de sacrifício é igual a
    a) AB c) A/A_{CL}
    b) $1 - AB$ d) f_{unity}

17. Um seguidor de tensão tem um ganho de tensão de
    a) Menos que 1 c) Mais que 1
    b) 1 d) A

18. Quando um amp op não está saturado, as tensões nas entradas não-inversora e inversora são
a) Quase iguais
b) Distintamente diferentes
c) Iguais à tensão de saída
d) Igual a ±15 V

19. 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

20. A corrente não pode fluir para o terra através de
a) Um terra mecânico
b) Um terra *ca*
c) Um terra virtual
d) Um terra comum

21. Um nó que tem 0 V em relação ao terra, sem ser mecanicamente aterrado, é chamado de
a) Terra mecânico
b) Terra *ca*
c) Terra virtual
d) Terra comum

22. Em um conversor corrente-tensão, a corrente de entrada circula
a) Através da impedância de entrada do amp op
b) Através do resistor de realimentação
c) Para o terra
d) Através do resistor de carga

23. A resistência de realimentação de um amplificador de transresistência
a) É aproximadamente zero
b) É muito grande
c) Está em paralelo com a resistência de carga
d) É igual à impedância de entrada do amp op

24. A impedância de entrada de um conversor corrente-tensão é
a) Pequena
b) Grande
c) Idealmente zero
d) Idealmente infinita

25. A largura de banda de malha aberta é igual a
a) f_{unity} *c*) f_{unity}/A_{CL}
b) f_2 *d*) f_1

26. A largura de banda de malha fechada é igual a
a) f_{unity} *c*) f_{unity}/A_{CL}
b) f_2 *d*) f_1

27. Para um dado amp op, qual dessas é constante?
a) Tensão de erro
b) Tensão de realimentação
c) A_{CL}
d) $A_{CL}\, f_{2(CL)}$

28. A realimentação negativa não melhora
a) A estabilidade do ganho de tensão
b) A distorção
c) A tensão de compensação de saída
d) A largura de banda para grandes sinais

29. Um amp op com realimentação de tensão inversora está saturado. Um possível defeito é
a) Sem tensões de alimentação
b) Resistor de realimentação aberto
c) Sem tensão de entrada
d) Resistor de carga aberto

30. Um amp op com realimentação de tensão não-inversora não tem tensão de saída. Um possível defeito é
a) Resistor de carga em curto-circuito
b) Resistor de realimentação aberto
c) Tensão de entrada excessiva
d) Resistor de carga aberto

31. Um amp op com realimentação de tensão não-inversora está saturado. Um possível defeito é
   a) Resistor de carga em curto-circuito
   b) Resistor de realimentação superior aberto
   c) Sem tensão de entrada
   d) Resistor de carga aberto

32. Um amp op com realimentação de tensão não-inversora está saturado. Um possível defeito é
   a) Resistor de carga em curto-circuito
   b) Resistor de realimentação inferior em curto-circuito
   c) Sem tensão de entrada
   d) Resistor de carga aberto

33. Um amp op com realimentação de tensão inversora não tem tensão de saída. Um possível defeito é
   a) Falta de tensão positiva de alimentação
   b) Resistor de realimentação aberta
   c) Falta de tensão de realimentação
   d) Resistor de carga em curto-circuito

34. Um amp op com realimentação de tensão inversora não tem tensão de saída. Um possível defeito é
   a) Falta de tensão negativa de alimentação
   b) Resistor de realimentação em curto-circuito
   c) Falta de tensão de realimentação
   d) Resistor de carga em curto-circuito

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 19.1 Realimentação de Tensão Não-Inversora

19.1 Se o amp op da Figura 19.24*a* tem um ganho de tensão diferencial de 20.000, qual o ganho de tensão?

19.2 Na Figura 19.24*a*, qual o valor da tensão de saída e da tensão de erro se o amp op tem um ganho de tensão de 300.000?

19.3 Suponha que o ganho de tensão do amp op da Figura 19.24*a* varie de 200.000 para 50.000. Qual a tensão de erro original? E a nova tensão de erro?

19.4 Se o amp op da Figura 19.24*b* tem um ganho de tensão diferencial de 80.000, qual o ganho de tensão?

19.5 Na Figura 19.24*b*, qual o valor da tensão de saída e da tensão de erro se o amp op tem um ganho de tensão de 50.000?

19.6 Suponha que o ganho de tensão do amp op da Figura 19.24*b* varie de 150.000 para 50.000. Qual a tensão de erro original? E a nova tensão de erro?

19.7 Na Figura 19.25, qual o ganho de tensão do amplificador para cada posição da chave?

Seção 19.2 Ganhos de Tensão de Malha Aberta e de Malha Fechada

19.8 Qual a tensão de saída na Figura 19.24*a*?

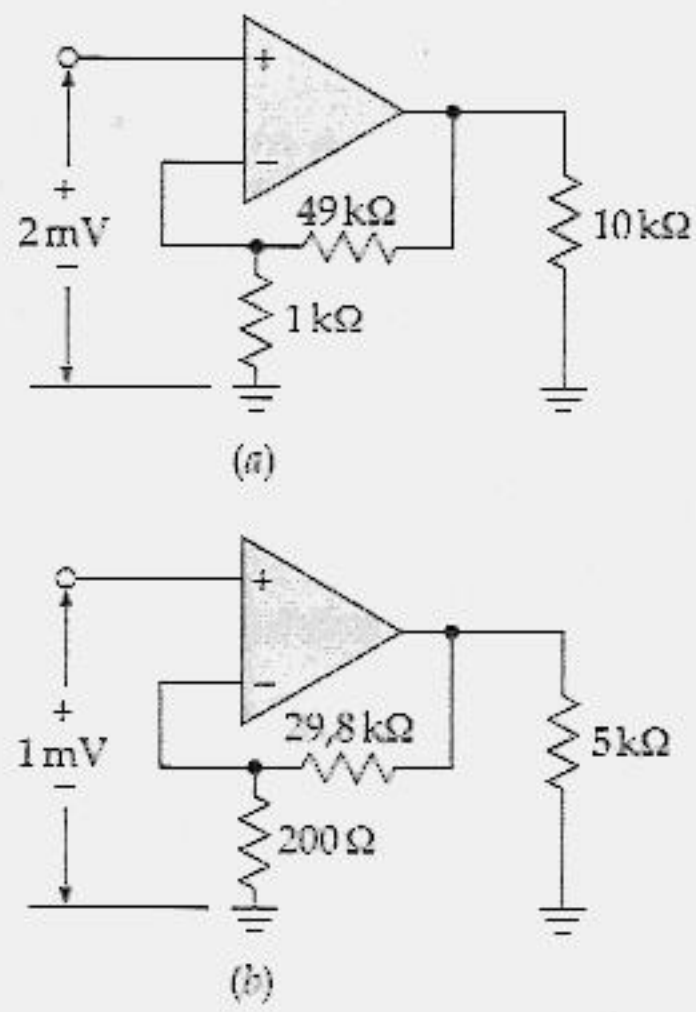


Figura 19.24

19.9 Qual a tensão de saída na Figura 19.24*b*?

19.10 Qual a tensão sobre o resistor de 1 kΩ no circuito da Figura 19.24*a*? E a corrente através do resistor de 49 kΩ?

19.11 Qual a tensão sobre o resistor de 200 Ω no circuito da Figura 19.24*b*? E a corrente através do resistor de 29,8 kΩ?

19.12 Na Figura 19.25, qual a tensão de saída para cada posição da chave se a tensão de entrada for de 1 mV?

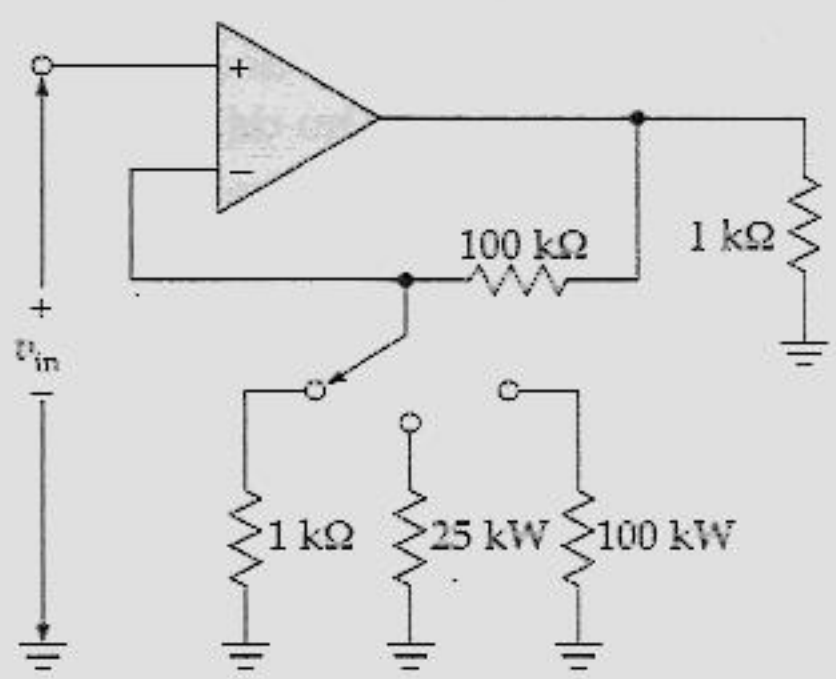


Figura 19.25

Seção 19.3 Impedâncias de Entrada e Saída

19.13 Na Figura 19.24*a*, $A = 200.000$, $z_{in} = 5$ MΩ e $z_{out} = 50$ Ω. Quais as impedâncias de malha fechada de entrada e de saída?

19.14 Na Figura 19.24*b*, $A = 350.000$, $z_{in} = 4$ MΩ e $z_{out} = 65$ Ω. Quais as impedâncias de malha fechada de entrada e de saída?

19.15 Um 741C com $A = 100.000$, $z_{in} = 2$ MΩ e $z_{out} = 75$ Ω é usado na Figura 19.25. Quais as impedâncias de malha fechada de entrada e de saída para cada posição da chave?

Seção 19.4 Outros Benefícios da Realimentação Negativa

19.16 O amp op da Figura 19.24*a* tem $A = 200.000$, $I_{in(bias)} = 50$ nA, $I_{in(off)} = 10$ nA e $v_{in(off)} = 0,5$ mV. Qual a tensão de compensação de saída?

19.17 O amp op da Figura 19.24*b* tem $A = 300.000$, $I_{in(bias)} = 100$ nA, $I_{in(off)} = 25$ nA e $\Delta V_{BE} = 3$ mV. Qual a tensão de compensação de saída?

19.18 Um 741C com $A = 100.000$, $I_{in(bias)} = 80$ nA, $I_{in(off)} = 20$ nA e $v_{in(off)} = 2$ mV. Qual a tensão de compensação de saída para cada posição da chave?

Seção 19.5 Realimentação de Tensão Inversora

19.19 Um conversor corrente-tensão tem uma corrente de entrada de 1 mA e uma resistência de realimentação de 2 kΩ. Qual o valor da tensão de saída?

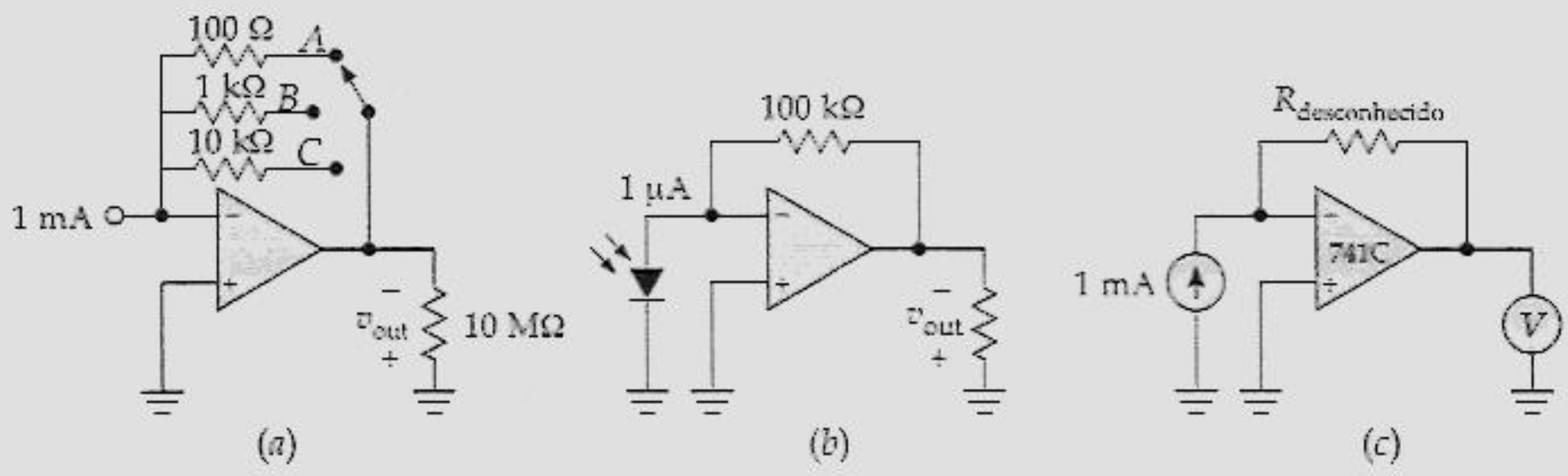


Figura 19.26

19.20 Qual o valor da tensão de saída no circuito da Figura 19.26*a* para cada posição da chave?

19.21 O fotodiodo da Figura 19.26*b* produz uma corrente de 1 μA. Qual a tensão de saída?

19.22 O resistor desconhecido da Figura 19.26*c* tem um valor de 3,3 kΩ. Qual a tensão de saída?

19.23 Se a tensão de saída no circuito da Figura 19.26*c* é de 2 V, qual o valor da resistência desconhecida?

Seção 19.6 Largura de Banda

19.24 Um amp op tem $A = 100.000$ e $f_2 = 10$ Hz. Se o ganho de tensão de malha fechada for de 150, qual a largura de banda de malha fechada?

19.25 Um amp op tem $f_{unity} = 2$ MHz. Qual a largura de banda de malha fechada se $A_{CL} = 400$?

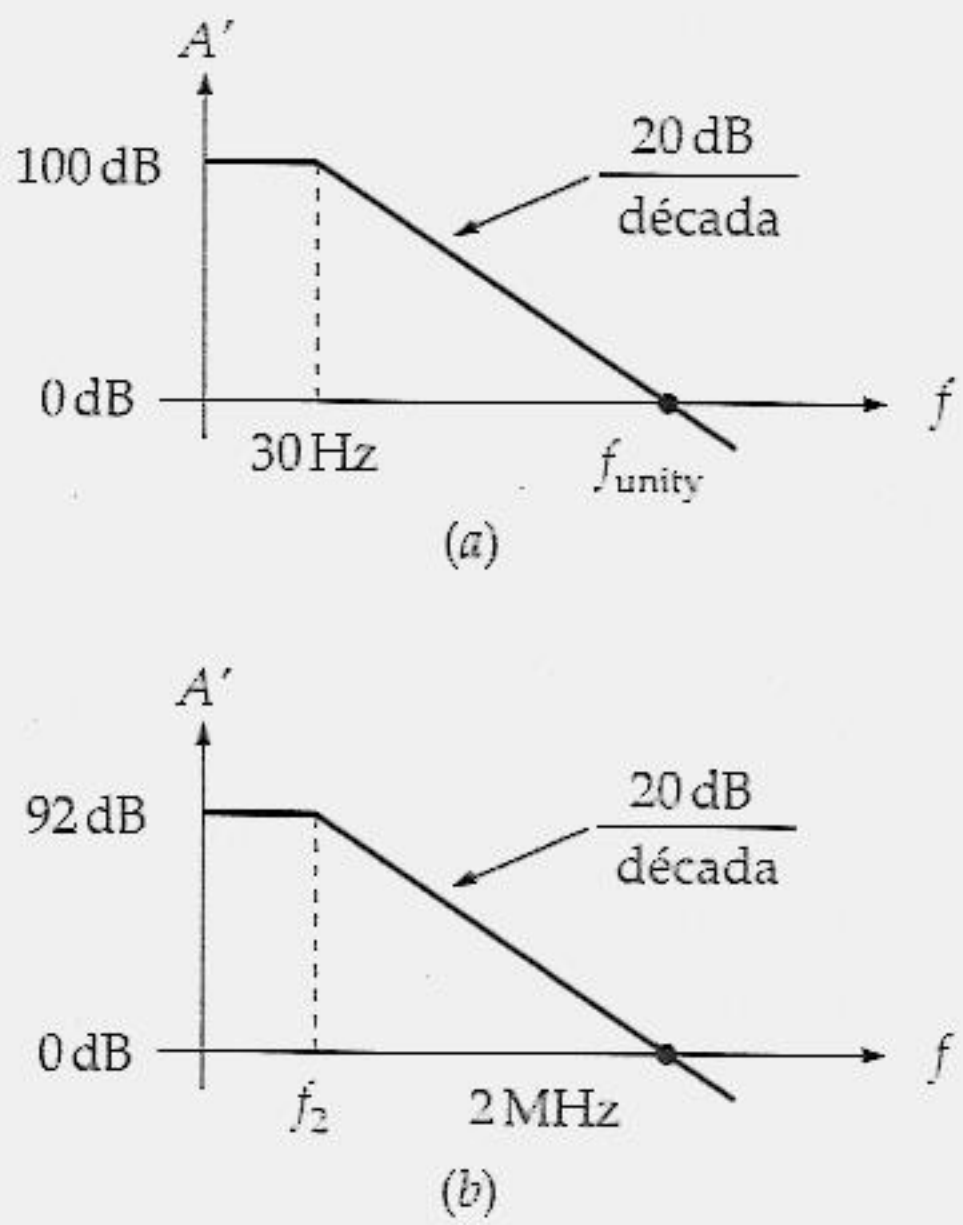


Figura 19.27

19.26 Dado o circuito da Figura 19.27*a*, qual o ganho de tensão de malha aberta? E o valor de f_{unity}? E o produto ganho-largura de banda?

19.27 Um amp op tem o gráfico da Figura 19.27*a*) Qual a largura de banda de malha aberta se $A_{CL} = 200$?

19.28 Dado o circuito da Figura 19.27*b*, qual o valor de f_2? E o valor do produto ganho-largura de banda?

19.29 O amp op da Figura 19.24*a* tem o gráfico da Figura 19.27*a*. Qual a máxima tensão de pico sem distorção de saída em $f_{2(CL)}$ se a taxa de inclinação é 1 V/μs?

19.30 Um seguidor de tensão tem o gráfico da Figura 19.27*a*. Qual a largura de banda de malha fechada?

PROBLEMAS PARA ANÁLISE DE DEFEITOS

19.31 Na Figura 19.26*c*, o voltímetro de saída indica uma leitura cinco vezes mais alta para todos os valores de $R_{desconhecido}$. Qual das seguintes alternativas é o provável problema?

a) Entrada inversora aterrada por ponte de solda
b) O 741C tem um ganho de malha aberta de 500.000 em vez de 100.000
c) A fonte de corrente produz 5 mA em vez de 1 mA
d) A entrada não-inversora está aberta

19.32 Na Figura 19.11, existe uma grande tensão de compensação de saída). Qual das seguintes alternativas é o provável problema?

a) O 741C está com defeito
b) O resistor de 39 kΩ está em curto
c) As fontes de alimentação são de 10 V em vez de 15 V
d) A entrada não-inversora está aterrada via ponte de solda

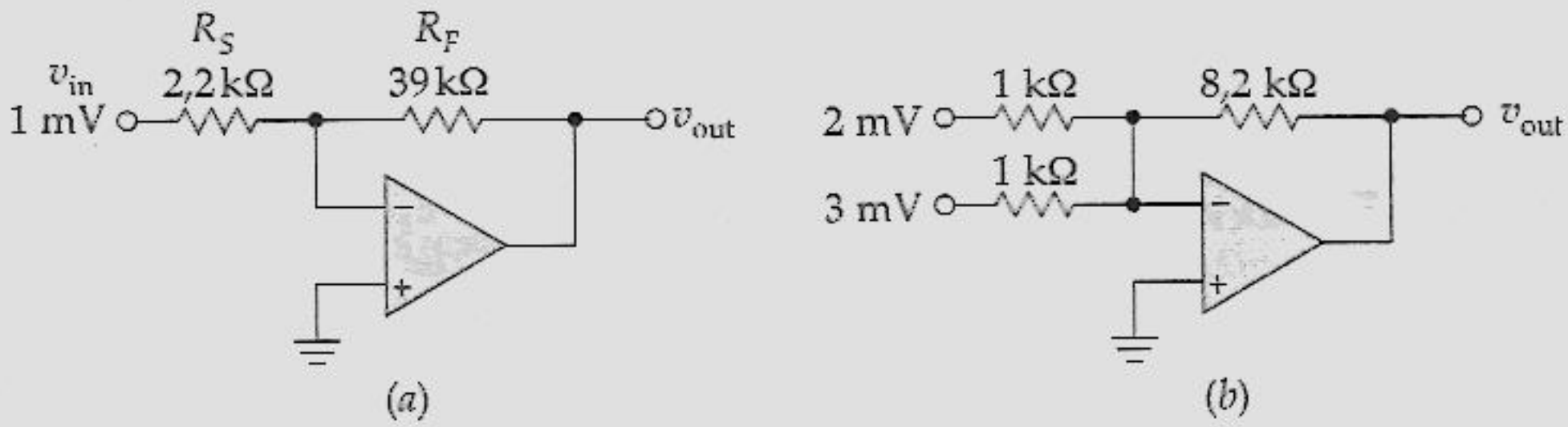


Figura 19.28

19.33 No circuito da Figura 19.26*a*, não há tensão de saída. Qual das seguintes alternativas é o provável problema?

a) A entrada inversora está aterrada via ponte de solda
b) O 741C tem um ganho de malha aberta de 500.000 em vez de 100.000
c) A fonte de corrente produz 5 mA em vez de 1 mA
d) A entrada não-inversora está aberta

19.34 O resistor de 100 kΩ do circuito da Figura 19.26*b* está aberto. Qual dessas alternativas é a tensão de saída mais provável?

a) Zero
b) Máxima positiva ou máxima negativa
c) Ligeiramente diferente de zero
d) + 15 V

19.35 O amplificador da Figura 19.25 não tem tensão de saída com a chave na posição intermediária. Cite alguns dos possíveis problemas.

PROBLEMAS AVANÇADOS

16.36 A entrada inversora da Figura 19.28*a* é um terra virtual. Qual a tensão de saída?

16.37 Qual a tensão de saída do circuito da Figura 19.28*b*?

19.38 Deduza a fórmula para o ganho de tensão v_{out}/v_{in} do circuito da Figura 19.28*a*.

19.39 O resistor de realimentação do circuito da Figura 19.29 tem uma resistência controlada por ondas sonoras. Se a resistência de realimentação varia senoidalmente entre 9 kΩ e 11 kΩ, qual a tensão de saída?

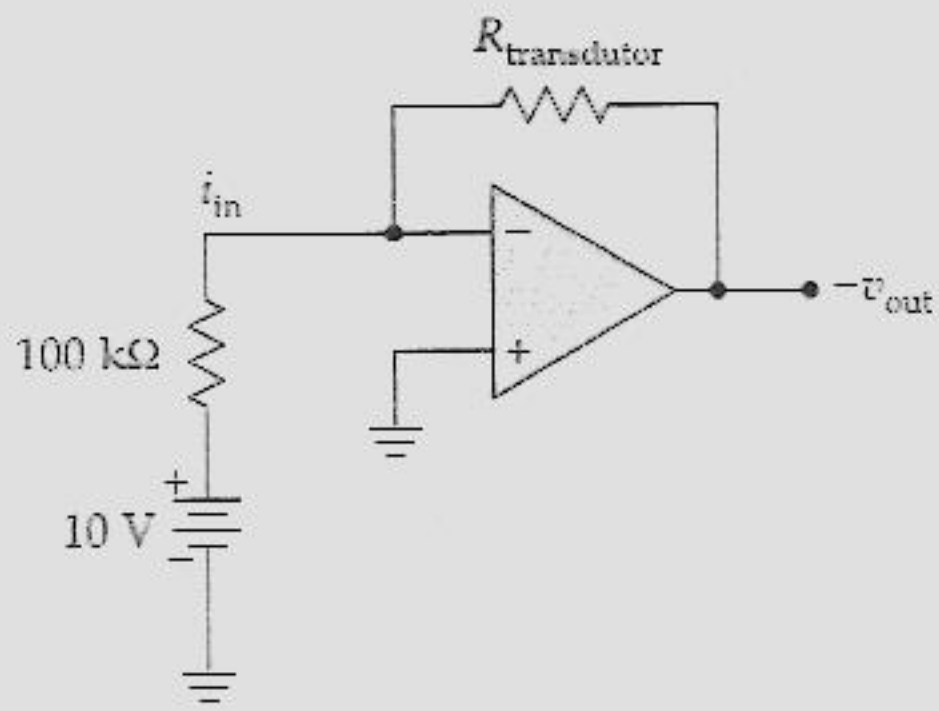


Figura 19.29

19.40 A temperatura controla a resistência de realimentação do circuito da Figura 19.29. Se a resistência de realimentação variar de 1 kΩ a 10 kΩ, qual a faixa de tensão de saída?

19.41 A Figura 19.30 mostra um sensível voltímetro *cc* que usa um amp op BIFET. Admita que a tensão de saída foi anulada por meio do ajuste de zero. Qual a tensão de entrada que produz a deflexão de fundo de escala para cada posição da chave?

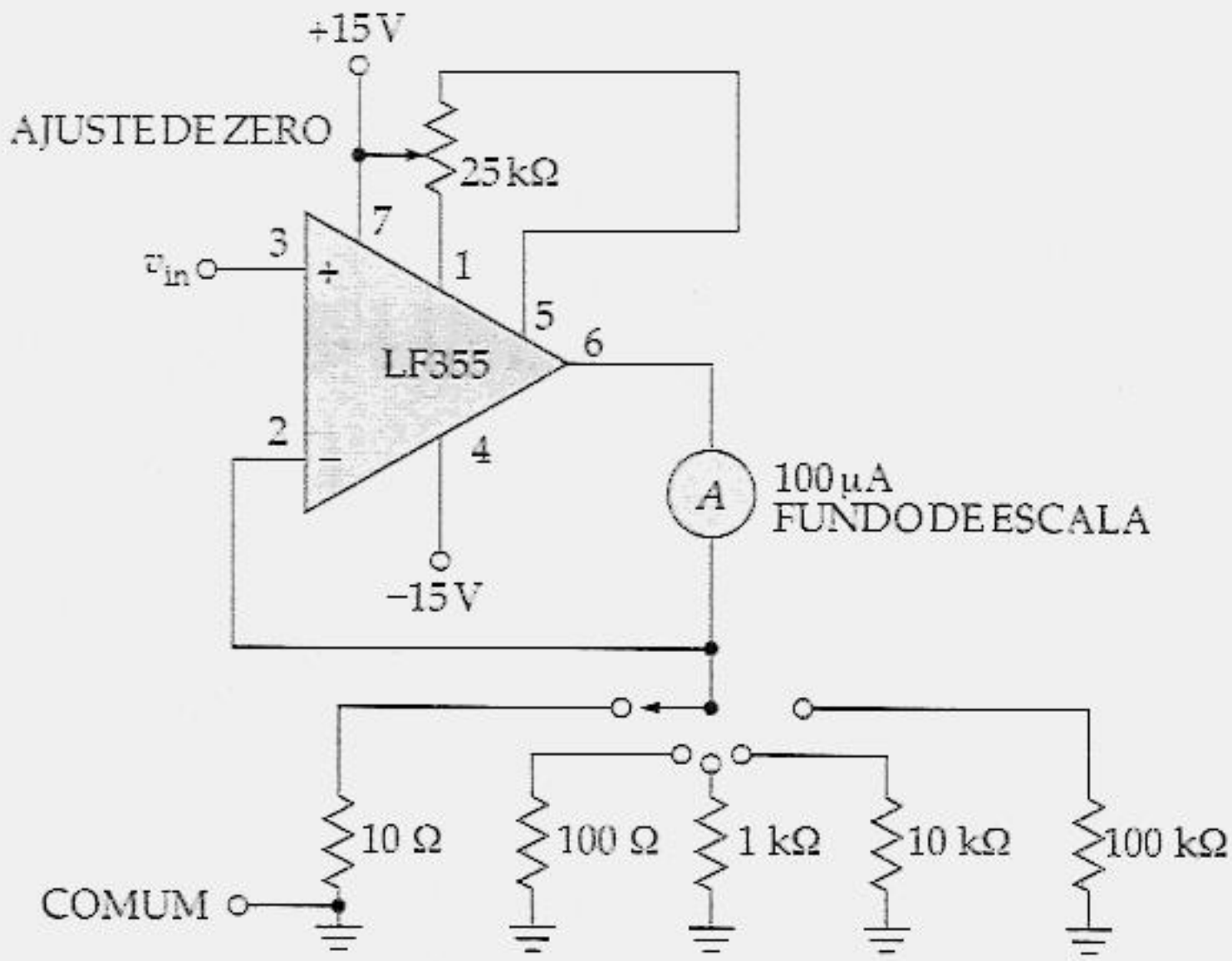


Figura 19.30

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO VERIFICADOR DE DEFEITOS"

Use a Figura 19.31 para os problemas restantes. Qualquer um dos resistores de R_2 a R_4 pode estar aberto ou em curto. Além disso, os fios de conexão *AB*, *CD* ou *FG* podem estar abertos.

19.42 Encontre o defeito 1.

19.43 Encontre o defeito 2.

19.44 Encontre o defeito 3.

19.45 Encontre o defeito 4.

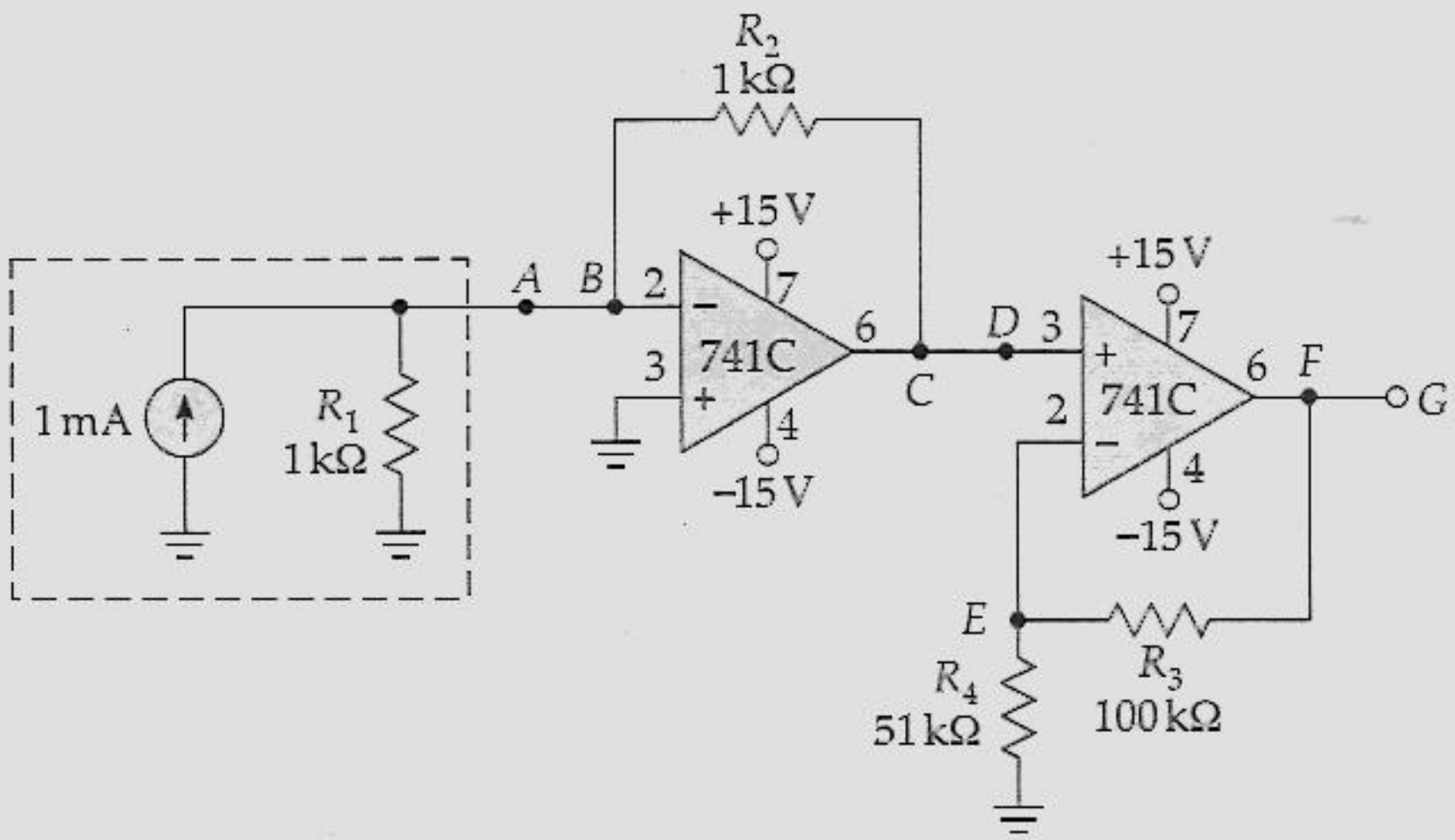
19.46 Encontre o defeito 5.

19.47 Encontre o defeito 6.

19.48 Encontre o defeito 7.

19.49 Encontre o defeito 8.

19.50 Encontre o defeito 9.



OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7
V_A : B2	V_A : G1	V_A : C1	V_A : F3	V_A : B2	V_A : B4	V_A : C1	V_A : B5
V_B : G1	V_B : F5	V_B : D3	V_B : A5	V_B : D3	V_B : A3	V_B : G5	V_B : A1
V_C : A4	V_C : A4	V_C : E1	V_C : D4	V_C : G6	V_C : B6	V_C : D4	V_C : D2
V_D : C3	V_D : A7	V_D : G5	V_D : F1	V_D : E3	V_D : F1	V_D : B6	V_D : F5
V_E : D4	V_E : D2	V_E : B3	V_E : B7	V_E : A2	V_E : D4	V_E : A3	V_E : G7
V_F : E5	V_F : G7	V_F : A6	V_F : G2	V_F : C6	V_F : E5	V_F : E7	V_F : A3
V_G : F2	V_G : B4	V_G : D7	V_G : C6	V_G : E7	V_G : C1	V_G : C6	V_G : C1
R_4 : B1	R_4 : C2	R_4 : G3	R_4 : D2	R_4 : B1	R_4 : G3	R_4 : C2	R_4 : G3

T8	T9
V_A : C1	V_A : G1
V_B : E4	V_B : D7
V_C : D6	V_C : F1
V_D : G4	V_D : C3
V_E : C5	V_E : B6
V_F : B6	V_F : F6
V_G : F4	V_G : G4
R_4 : D5	R_4 : E6

	1	2	3	4	5	6	7
A	0	−4,5	0	−1	0	0	0
B	OK	0	0	0	+1	−1	−4,5
C	0	OK	−1	−15	−1	−13,5	OK
D	−3	0	0	−1	OK	−1	0
E	0	−4,5	−13,5	0	−3	∞	−13,5
F	−1	−3	0	−1	0	−1	−4,5
G	0	−13,5	OK	−1	0	−13,5	0

Figura 19.31 "Dispositivo Verificador de Defeitos"™. (*Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.*)

Capítulo 20

CIRCUITOS LINEARES COM AMP OP

Este capítulo trata dos circuitos lineares com amp op. A saída amplificada de um circuito linear com amp op conserva a forma do sinal de entrada. Por exemplo, se o sinal de entrada for senoidal, o sinal de saída também será senoidal. O assunto deste capítulo abrange amplificadores diferenciais e uma variedade de outros circuitos lineares com amp op.

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

- Desenhar um diagrama de uma aplicação que utilize um amplificador de tensão não-inversor e explicar como essa aplicação funciona.
- Desenhar um diagrama de uma aplicação que utilize um amplificador de tensão inversor e explicar como essa aplicação funciona.
- Relembrar o funcionamento do amplificador somador.
- Explicar como funcionam os reforçadores (*boosters*) de corrente, as fontes de corrente controladas por tensão, os amplificadores diferenciais e os amplificadores de instrumentação.
- Descrever como funcionam os filtros ativos.

20.1 AMPLIFICADOR DE TENSÃO NÃO-INVERSOR

Um amplificador com realimentação de tensão não-inversora é aproximadamente um amplificador ideal de tensão devido à sua alta impedância de entrada, baixa impedância de saída e ganho de tensão estável. Vamos analisar nesta seção alguns circuitos que utilizam realimentação de tensão não-inversora.

Circuito Básico

A Figura 20.1 mostra o circuito básico para um amplificador com realimentação de tensão não-inversora. Como você sabe, ele tem um ganho de tensão de malha fechada de

$$A_{CL} = \frac{R_i}{R_2} + 1 \tag{20.1}$$

uma largura de banda de

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unity}}}{A_{CL}} \tag{20.2}$$

Como o produto ganho-largura de banda é constante, você tem de diminuir o ganho de tensão de malha fechada se desejar uma largura de banda maior.

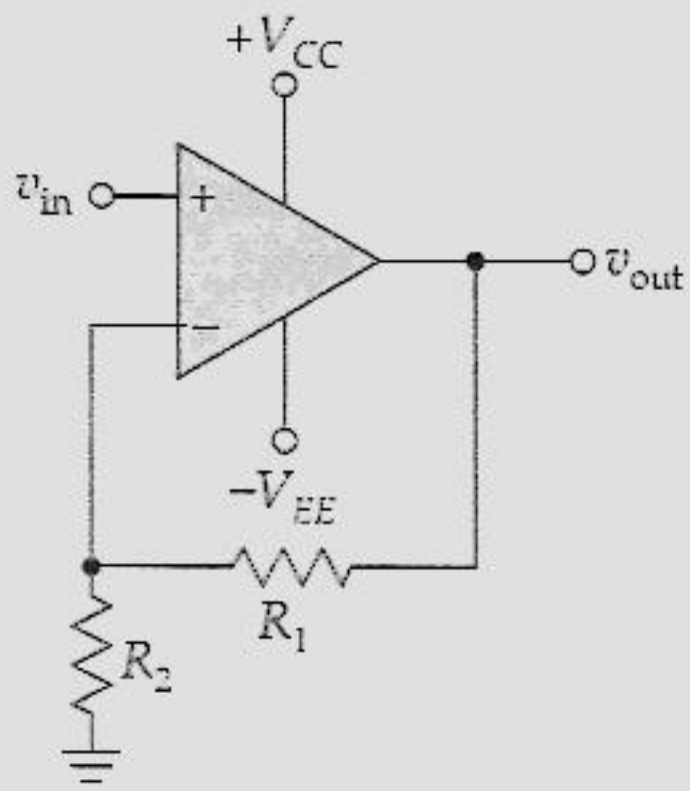


Figura 20.1 Amplificador com realimentação de tensão não-inversora.

Existe uma idéia básica acerca de circuitos com amp op que é importante que seja memorizada. Enquanto a operação for na região linear (amp op não-saturado), a tensão de erro se aproxima de zero. Isto significa que a tensão na entrada inversora está na faixa de microvolts da tensão na entrada não-inversora. Então, memorize esta aproximação: se o amp op não está saturado, as tensões nas duas entradas são iguais.

Amplificador *ca*

Em algumas aplicações, você não precisa de uma resposta que se estenda até a freqüência zero porque apenas sinais *ca* alimentam a entrada. Neste caso, você pode inserir um capacitor de desvio em R_2, conforme mostra a Figura 20.2. Isto tem a vantagem de minimizar a tensão de compensação de saída. Eis o porquê. Na banda média do amplificador, o capacitor de desvio se apresenta curto-circuitado, colocando um terra *ca* na extremidade inferior de R_2. Então, a fração da realimentação é

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Nesse caso, o circuito amplifica a tensão de entrada como descrito previamente.

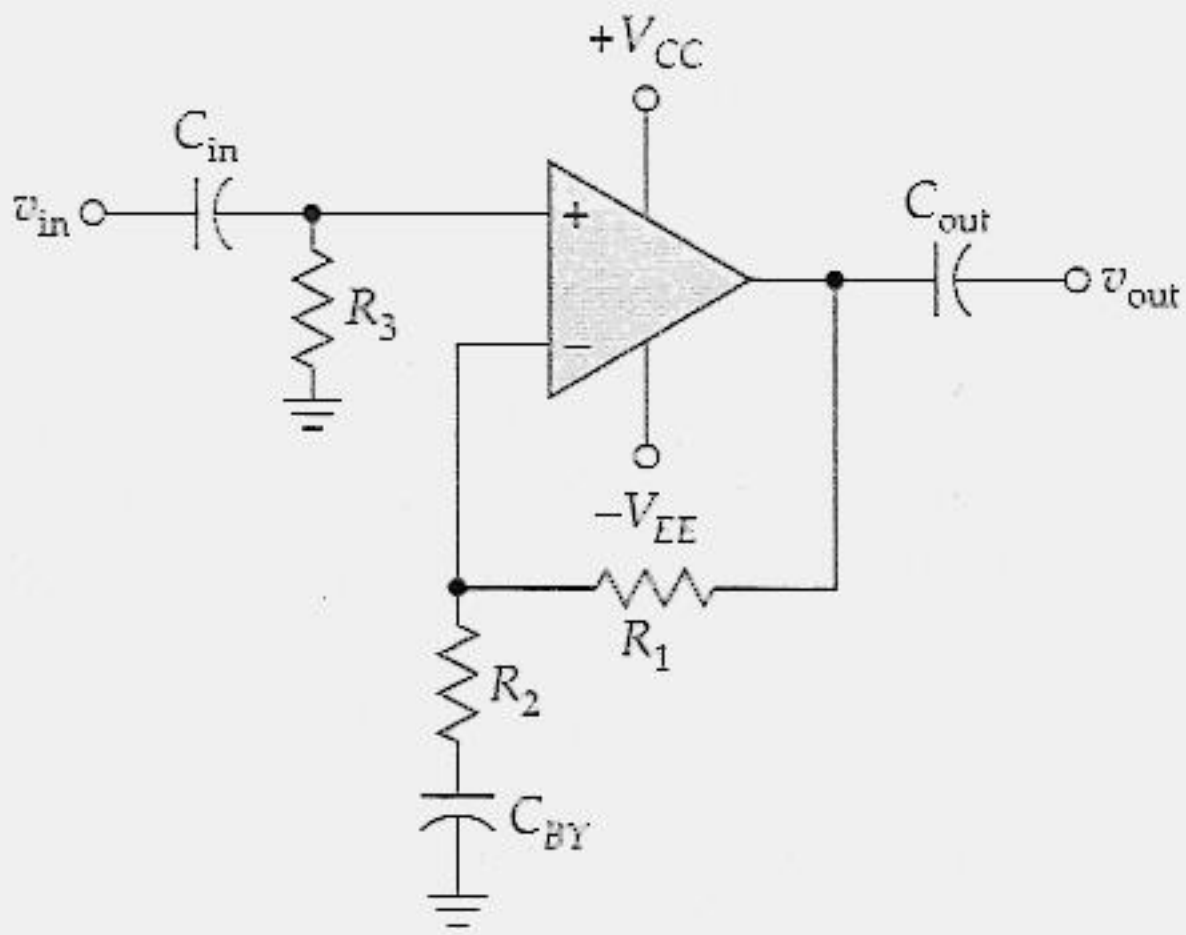


Figura 20.2 Amplificador de tensão com acoplamento *ca*.

A razão para o uso do capacitor de desvio é a seguinte: ele quase elimina a tensão de compensação de saída. Por quê? Quando a freqüência for zero, o capacitor de desvio estará aberto e a fração de realimentação B aumentará

$$B = \frac{\infty}{R_1 + \infty} = 1$$

Essa equação é válida se definirmos ∞ como um valor extremamente grande. E isso é o que realmente acontece com um capacitor na freqüência zero. Com B igual a 1, a dessensibilidade se torna $1 + A$, o valor máximo que ele pode ter. Isto reduz a tensão de compensação de saída para

$$V_{oo(CL)} = \frac{V_{oo(OL)}}{1 + A} \tag{20.3}$$

Esse é o mínimo valor possível da tensão de compensação de saída. Com um 741C, ela é de apenas alguns milivolts.

Podemos também utilizar capacitores de acoplamento de entrada e de saída na Figura 20.2. A vantagem disso é a isolação *cc* do amplificador em relação à fonte e à carga. Se a fonte ou a carga tem uma tensão *cc* em relação ao terra, o capacitor de acoplamento evitará que essa tensão *cc* interfira na a operação do amplificador.

Se você alguma vez tiver de analisar ou projetar um amplificador desse tipo, você poderá calcular as freqüências críticas como é mostrado a seguir. A equação básica para a freqüência crítica é

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \tag{20.4}$$

Agora você tem de calcular os valores de R e C para cada circuito de acoplamento e de desvio. Para o capacitor de acoplamento de entrada, admita um gerador com uma resistência de R_G vista pelo capacitor de acoplamento de entrada. Portanto $R = R_G + R_3$ e $C = C_{in}$. Para o capacitor de acoplamento de saída, admita que a impedância de saída de malha fechada seja aproximadamente zero e admita uma resistência de carga de R_L. Então $R = R_L$ e $C = C_{out}$. Para o capacitor de desvio (C_{BY}), a entrada inversora é um terra virtual, que faz $R = R_2$ e $C = C_{BY}$.

Operação com Alimentação Simples

A maioria dos circuitos com amp op utiliza fontes de alimentação dupla ou dividida, tal como $V_{CC} = +15$ V e $V_{EE} = -15$ V. Mas às vezes você verá um circuito com amp op funcionando com uma única fonte de alimentação, como mostra a Figura 20.3. Note que a entrada V_{EE} está aterrada. Para obter máxima oscilação de saída, você precisa polarizar a entrada não-inversora na metade da tensão de alimentação, o que é feito

convenientemente com um divisor de tensão de resistores iguais. Isto produz uma entrada *cc* de + $0{,}5V_{CC}$ na entrada não-inversora. Em razão de a realimentação negativa forçar v_{error} (tensão de erro) a aproximadamente zero, a entrada inversora é automaticamente elevada para o valor quiescente de + $0{,}5V_{CC}$. A operação *ca* é a mesma mostrada na Figura 20.2, exceto porque a oscilação de saída é limitada a alguns volts a menos do que V_{CC}. Para V_{CC} = + 15 V, isto significa uma saída máxima de pico a pico não ceifada de aproximadamente 12 a 13 V.

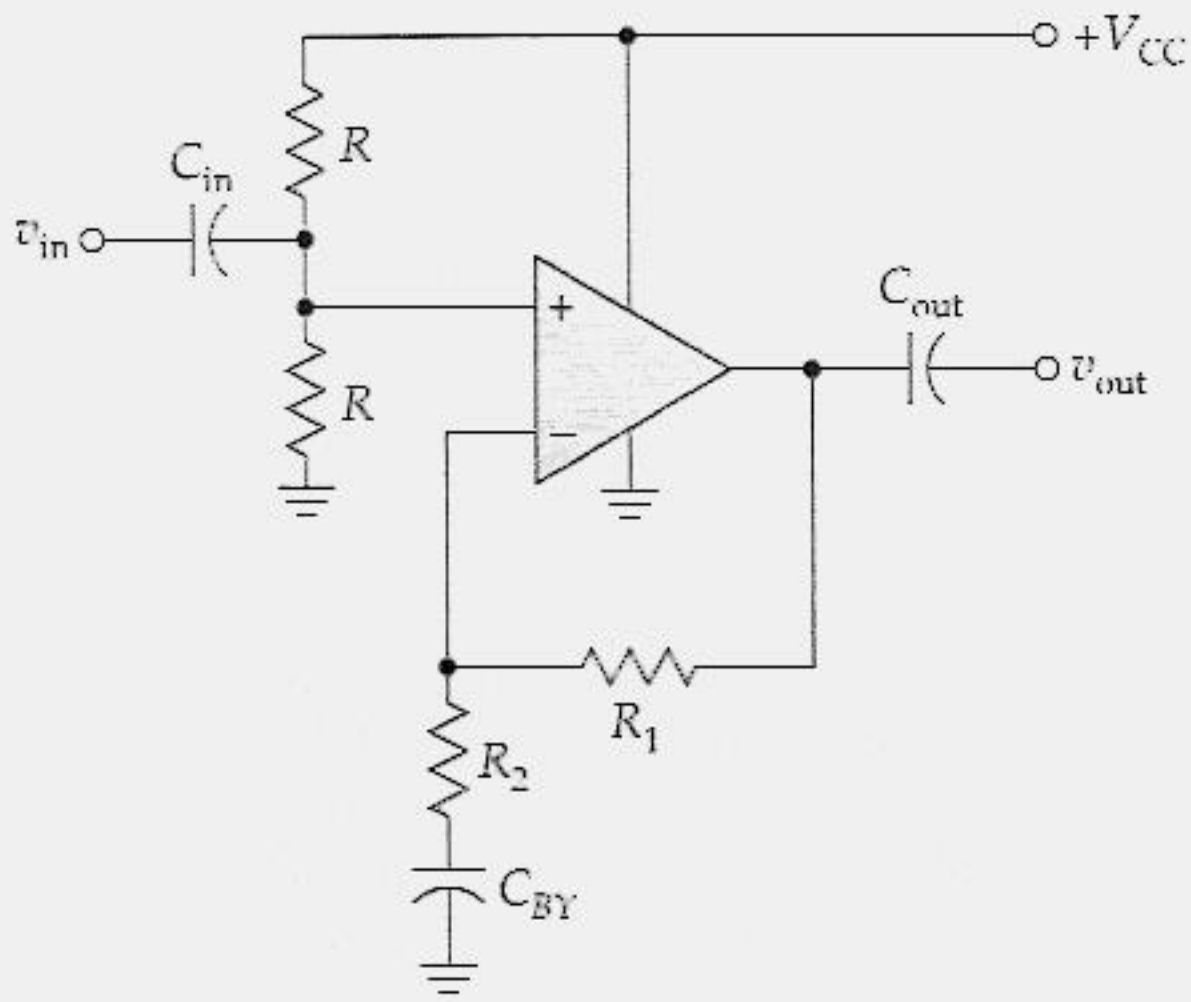


Figura 20.3 Amplificador de tensão com acoplamento *ca* e fonte de alimentação única.

Amplificador de Áudio

A Figura 20.4 mostra um outro projeto com alimentação simples. O coletor do estágio com transistor bipolar tem tipicamente uma tensão quiescente de aproximadamente metade de V_{CC}. Portanto, podemos acoplar diretamente à entrada não-inversora. Isso elimina nitidamente o capacitor de acoplamento e o divisor de tensão mostrado anteriormente, enquanto possibilita um ganho de tensão adicional. A maioria dos componentes do estágio com transistor bipolar é familiar, pois já foi vista em discussões anteriores. Por exemplo, R_1 e R_2 fornecem a polarização por divisor de tensão, com C_2 fazendo o desvio do emissor para o terra para obter o ganho máximo. Os únicos componentes novos são R_5 e C_4. Esse circuito de desvio tem uma freqüência crítica baixa para evitar oscilações causadas pelas realimentações indesejadas entre estágios (discutidas no Capítulo 22).

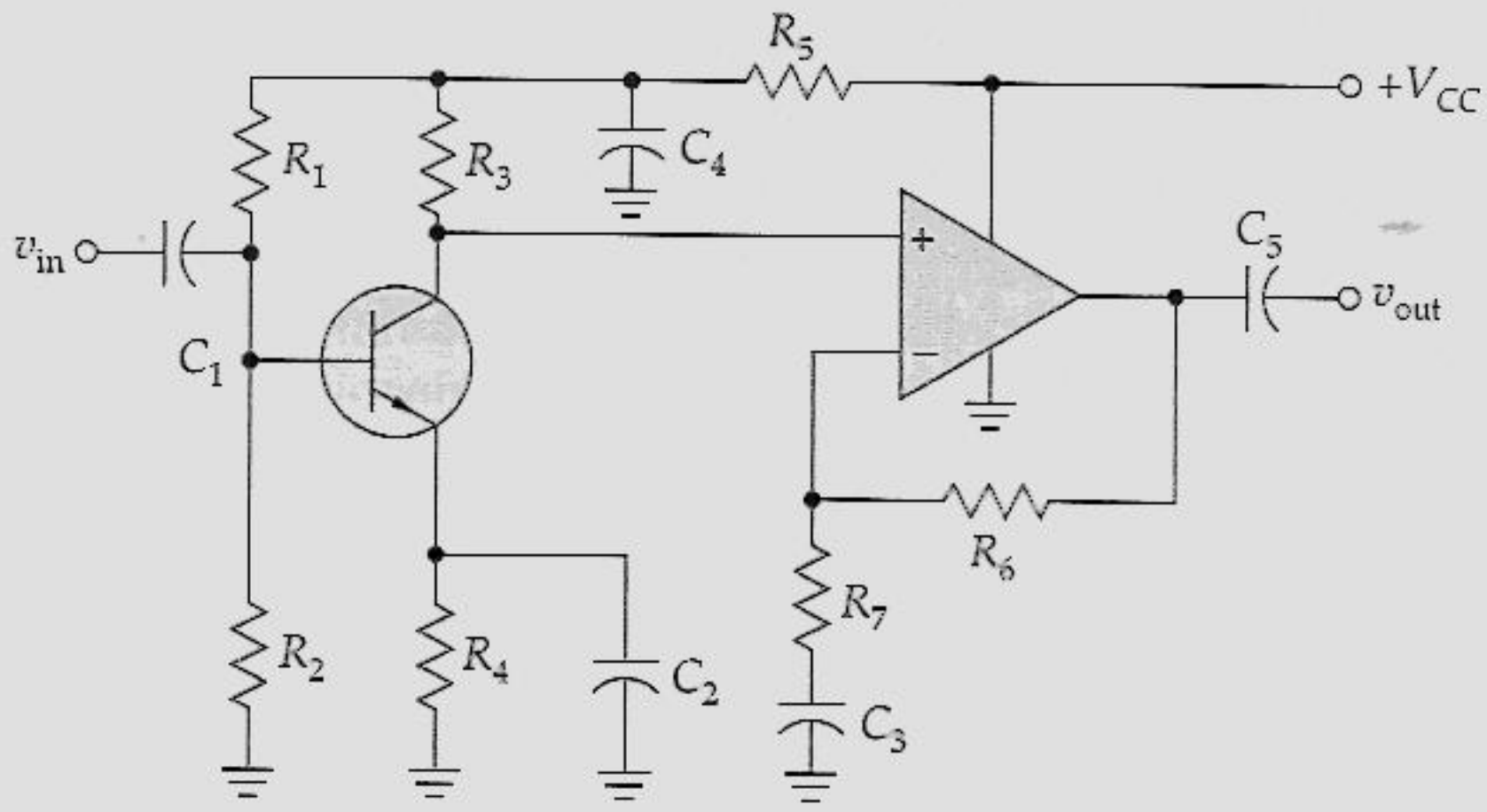


Figura 20.4 O estágio EC com transistor bipolar é acoplado diretamente ao estágio do amp op.

Um amplificador de áudio abrange freqüências de 20 Hz a 20 kHz. Se um 741C for o amp op utilizado, um ganho de tensão de malha fechada de 50 produz uma freqüência de corte superior de 20 kHz. Com uma alimentação de + 15 V, o estágio com transistor bipolar terá um ganho de tensão grande. Admitindo que o ganho de um transistor bipolar seja 200, o amplificador de áudio terá um ganho total de 10.000, equivalente a 80 dB.

Ganho de Tensão com JFET Chaveado

Algumas aplicações requerem uma variação no ganho de tensão de malha fechada. A Figura 20.5 mostra um amplificador controlado por JFET. A tensão de controle para a chave JFET vem de um outro circuito que produz uma saída de dois níveis, 0 V ou uma tensão que seja igual a $V_{GS(off)}$. No momento em que a tensão de controle for igual a $V_{GS(off)}$, a chave JFET estará aberta e o ganho de tensão de malha fechada será

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

Quando a tensão de controle for zero, a chave JFET estará fechada e R_3 será colocado em paralelo com R_2. Nesse caso, o ganho de tensão de malha fechada diminuirá para

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2 \parallel R_3} + 1 \tag{20.5}$$

Um JFET típico para uma aplicação como essa é o 2N4860, que possui um $r_{ds\,(on)}$ máximo de 40 Ω. Na maioria dos projetos, o valor especificado para R_3 é muito maior do que $r_{ds(on)}$, para evitar que $r_{ds(on)}$ afete o ganho de malha fechada. Freqüentemente, você verá várias chaves JFET e resistores em paralelo com R_2 para proporcionar uma seleção de ganhos de tensão de malha fechada.

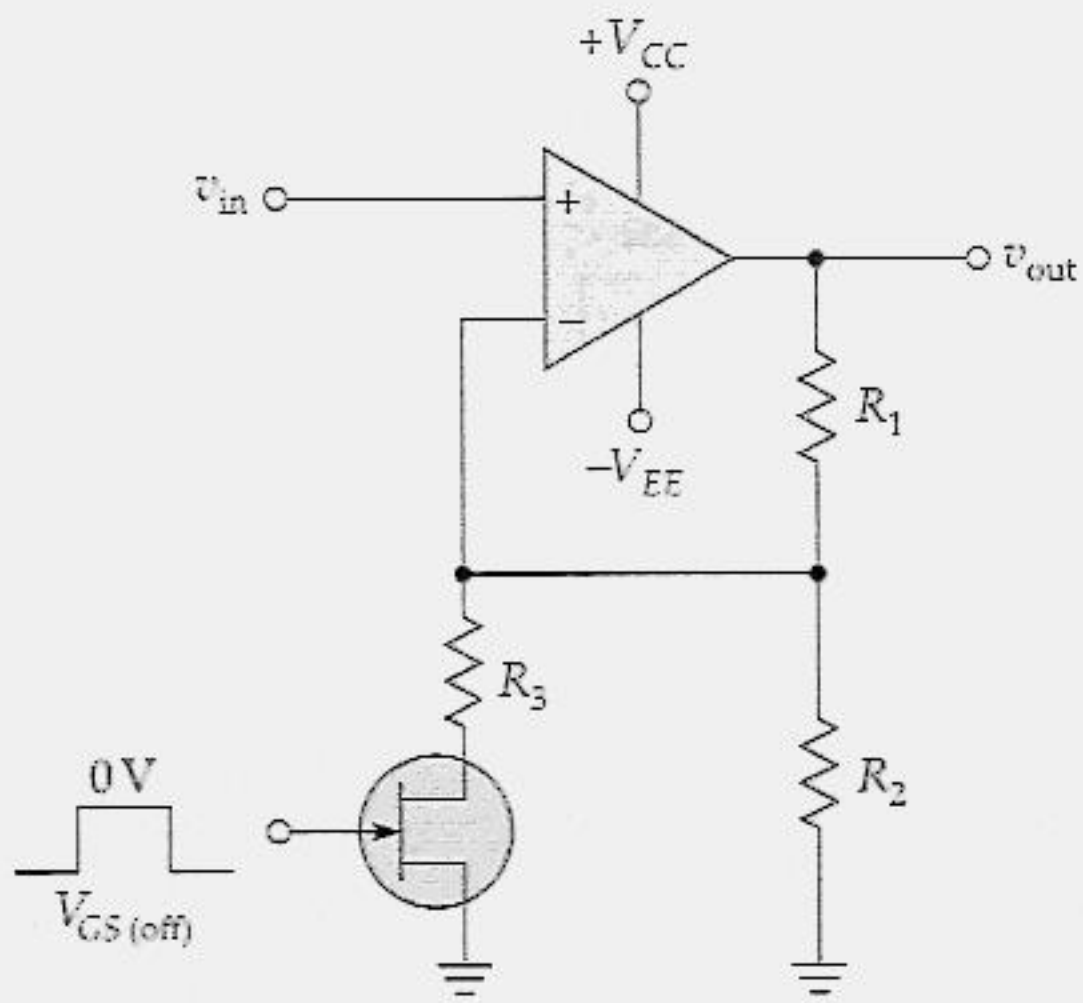


Figura 20.5 Uma chave JFET controla o ganho de tensão do circuito com amp op.

Exemplo 20.1

Qual a tensão de saída na banda média do circuito da Figura 20.6? Qual a freqüência crítica superior de malha fechada? E as três freqüências críticas inferiores?

Solução

Como $R_1 = 100\ \text{k}\Omega$ e $R_2 = 1\ \text{k}\Omega$, o ganho de tensão de malha fechada é

$$A_{CL} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 101$$

Como $A_{CL} = 101$, a freqüência crítica superior de malha fechada é

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{101} = 9{,}9\ \text{kHz}$$

O capacitor de acoplamento de entrada está em série com uma resistência total de aproximadamente 100 kΩ. Portanto, ele tem uma freqüência crítica de

$$f_c = \frac{1}{2\pi(10\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{Hz}$$

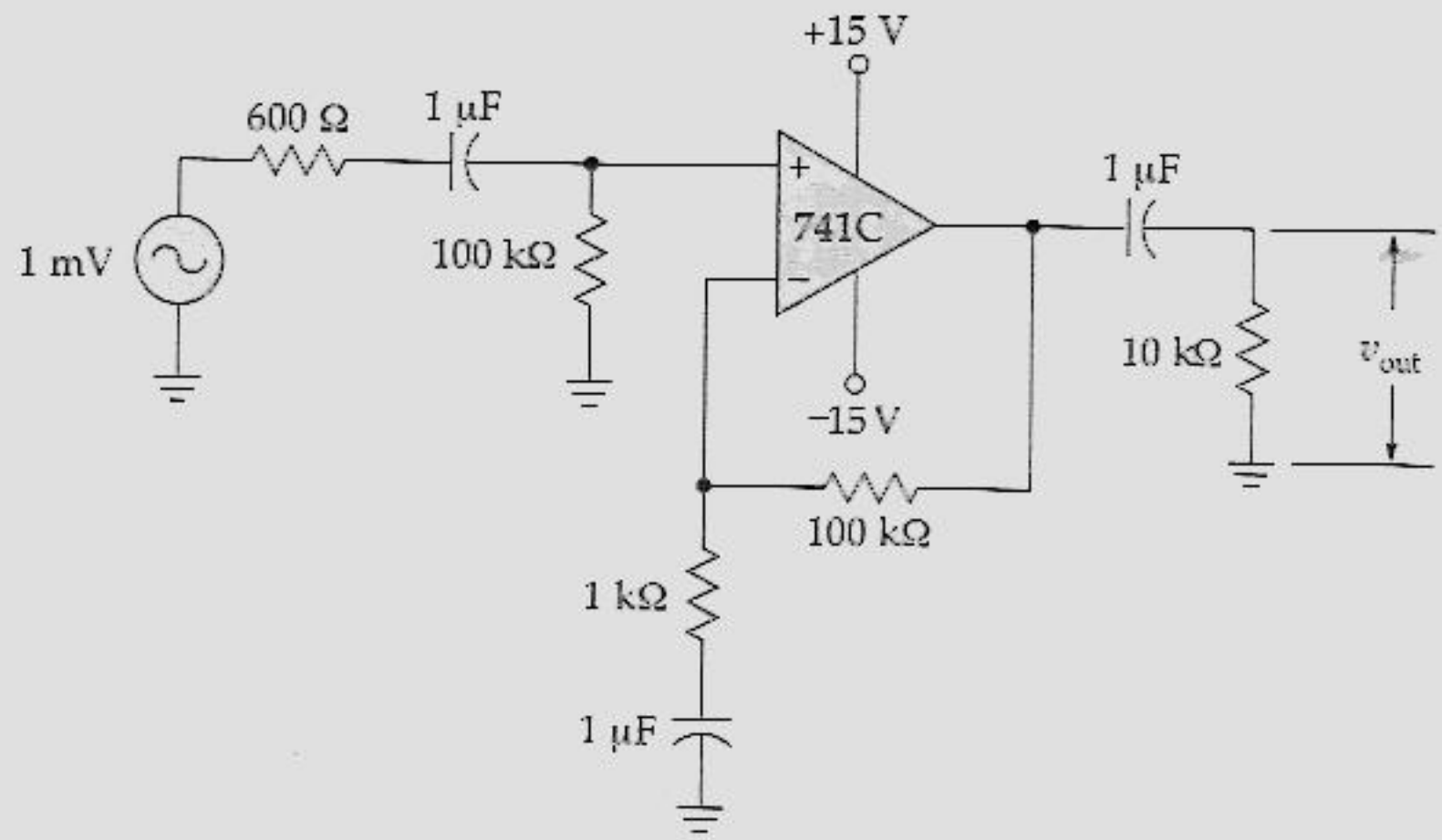


Figura 20.6 Exemplo.

O capacitor de acoplamento de saída está em série com uma resistência total de 10 kΩ porque a impedância de saída de malha fechada se aproxima de zero. Portanto, ele tem uma freqüência crítica de

$$f_c = \frac{1}{2\pi(10\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{Hz}$$

O capacitor de desvio está em série com uma resistência de 1 kΩ porque a entrada inversora é um terra virtual. Portanto, ele tem uma freqüência crítica de

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 159\ \text{Hz}$$

Exemplo 20.2

O JFET da Figura 20.7 é desligado quando $V_{GS} = -5$ V. Ele tem uma resistência de dreno de 40Ω quando em condução. Qual a tensão mínima de saída do circuito? E a máxima?

Solução

Quando o JFET possui uma tensão de porta de – 5 V, o JFET está desligado (*off*) e o ganho de tensão de malha fechada é

$$A_{CL} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{47\ \text{k}\Omega} + 1 = 3{,}13$$

e a tensão de saída é

$$v_{out} = 3{,}13\ (1\ \text{mV}) = 3{,}13\ \text{mV}$$

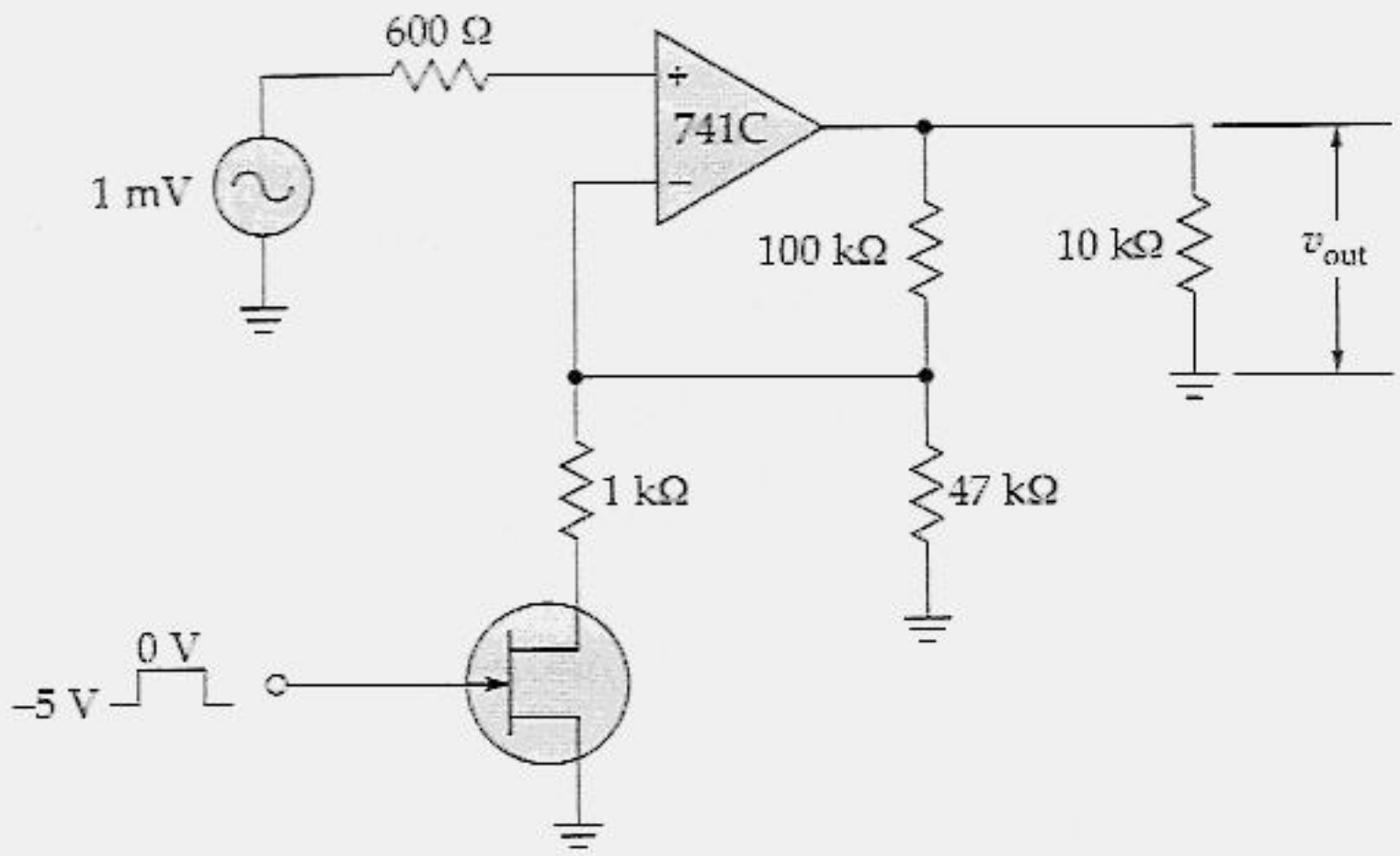


Figura 20.7 Exemplo.

Quando o JFET tem uma tensão de porta de 0 V, o JFET liga (*on*) tendo uma resistência de dreno de 40Ω. Isto é muito menor do que 1 kΩ. Assim iremos desconsiderá-la nesta análise. De fato, a extremidade inferior do resistor de 1 kΩ é aterrada. A resistência equivalente de 1 kΩ em paralelo com 47 kΩ é aproximadamente 1 kΩ. Portanto, o ganho de tensão de malha fechada aumenta para

$$A_{CL} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 101$$

e a tensão de saída é

$$v_{out} = 101\ (1\ \text{mV}) = 101\ \text{mV}$$

20.2 AMPLIFICADOR DE TENSÃO INVERSOR

O amplificador de tensão não-inversor produz uma tensão de saída que está em fase com a tensão de entrada, o que é interessante em diversas aplicações. Mas existem várias outras aplicações nas quais preferimos um sinal de saída invertido. A Figura 20.8 mostra um amplificador de tensão inversor. O circuito é uma combinação de fonte de tensão e um conversor corrente-tensão. Devido ao resistor em série R_S, a fração de realimentação varia e variam algumas propriedades da realimentação.

Análise Simplificada

A entrada inversora de um conversor corrente-tensão é um terra virtual. Como o terra virtual tem uma tensão nodal de 0 V, todas as tensões de entrada aparecem sobre o resistor em série. Por meio da lei de Ohm, a corrente de entrada é

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_S} \tag{20.6}$$

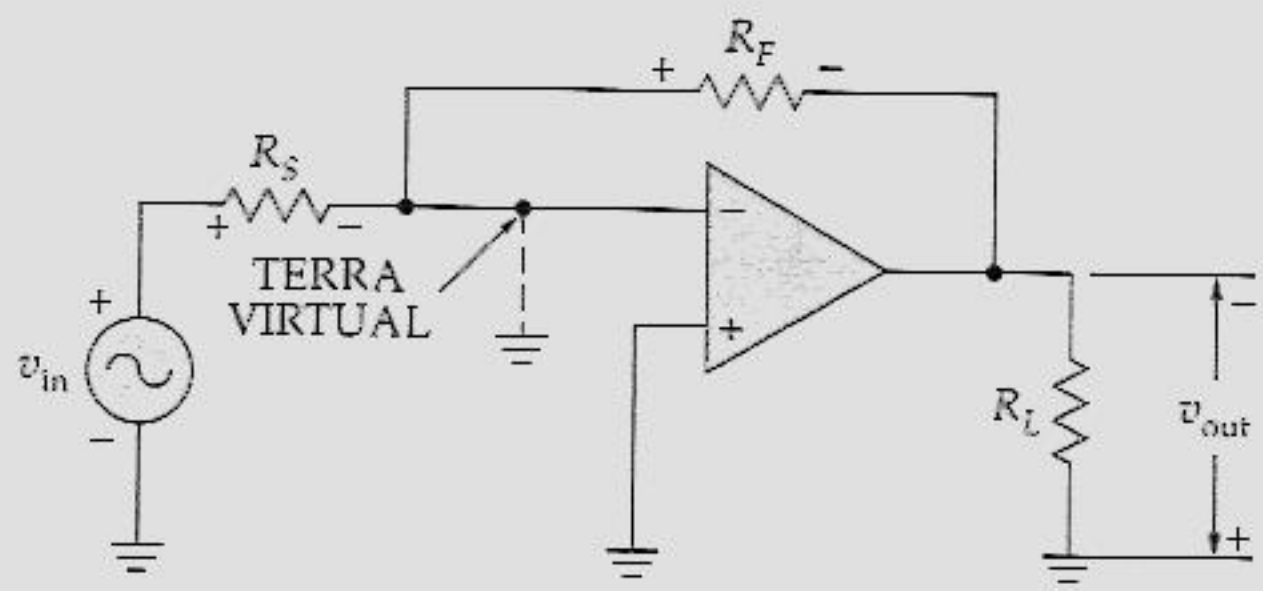


Figura 20.8 Amplificador inversor de tensão usando uma realimentação de tensão inversora.

Devido ao terra virtual não drenar corrente, toda a corrente de entrada passa através de R_F, produzindo una tensão de saída de

$$v_{out} = i_{in} R_F$$

que pode ser reescrita como

$$v_{out} = \frac{v_{in} R_F}{R_S} \tag{20.7}$$

Reorganizando a equação, obtemos

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_F}{R_S}$$

ou simplesmente

$$A_{CL} = \frac{R_F}{R_S} \tag{20.8}$$

Essa equação informa que o ganho de tensão de malha fechada é igual à razão do resistor de realimentação pelo resistor em série.

Você deve memorizar a Equação (20.8) porque irá utilizá-la muito. Além disso, você deverá se lembrar do processo básico do cálculo da tensão de saída diretamente das grandezas do circuito. O processo para a análise de um circuito qualquer na forma da Figura 20.8 é o seguinte:

1. Imagine um terra virtual na entrada inversora.
2. Imagine toda a tensão de entrada sobre o resistor em série.
3. Use a lei de Ohm para determinar a corrente de entrada através do resistor em série.
4. Imagine toda a corrente de entrada passando através do resistor de realimentação.
5. Perceba que a tensão de saída está sobre o resistor de realimentação como também sobre o resistor de carga.
6. Use a lei de Ohm para calcular a tensão de saída sobre o resistor de realimentação.

Impedâncias

Devido ao terra virtual, a extremidade direita de R_S aparece aterrada. Esta é a razão pela qual a impedância de malha fechada é

$$z_{in(CL)} = R_S \tag{20.9}$$

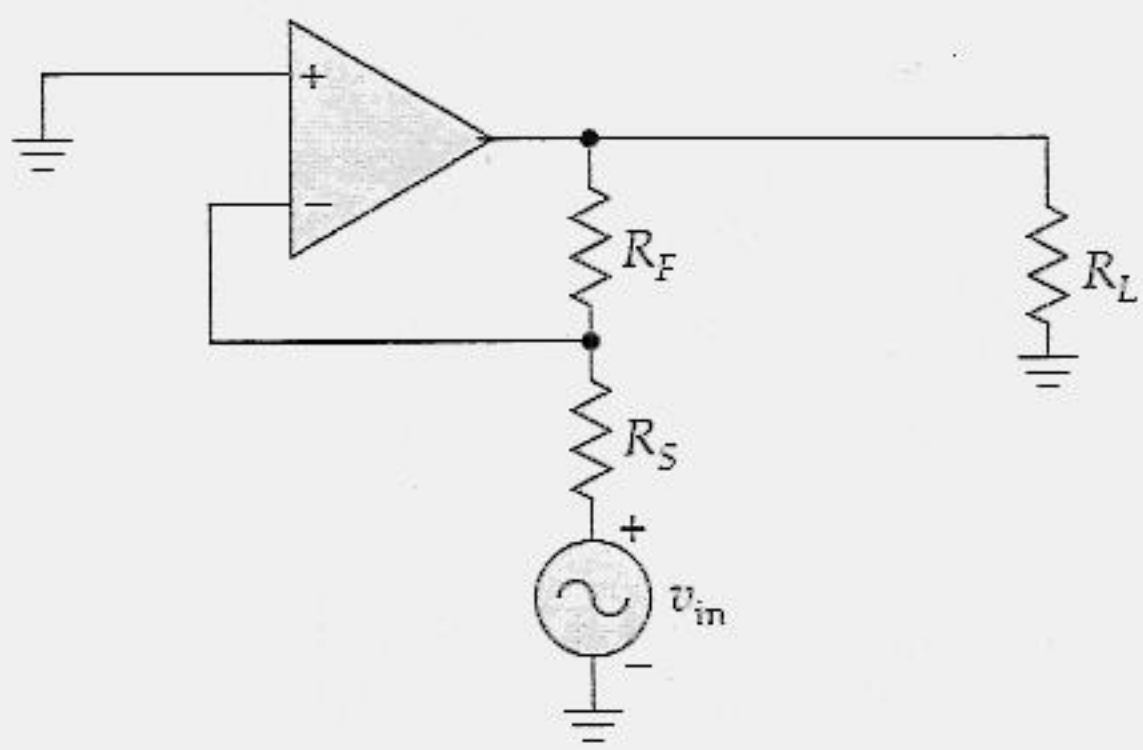


Figura 20.9 Amplificador de tensão inversor redesenhado.

Uma das razões de o amplificador de tensão inversor ser popular é que ele permite ao projetista controlar a impedância de entrada como também o ganho de tensão e a largura de banda.

Podemos redesenhar um amplificador de tensão inversor como mostra a Figura 20.9. Nesse formato, é fácil ver o valor da fração de realimentação:

$$B = \frac{R_S}{R_F + R_S} \tag{20.10}$$

Com esse valor, podemos encontrar a impedância de saída de malha fechada:

$$z_{out(CL)} = \frac{z_{\text{out}}}{1 + AB} \tag{20.11}$$

Produto Ganho-Largura de Banda de Malha Fechada

Devido à realimentação negativa, a largura de banda de malha fechada de um amplificador inversor é dada por

$$f_{2(CL)} = (1 + AB)f_2 \tag{20.12}$$

Como de costume, a dessensibilidade é a base do melhoramento. Quanto maior ela for, maior será a largura de banda de malha fechada. Quando o ganho do circuito AB for muito maior do que 1, a Equação (20.12) é aproximada para

$$f_{2(CL)} = ABf_2$$

Como $Af_2 = f_{\text{unity}}$, a equação pode ser reescrita como

$$f_{2(CL)} = Bf_{\text{unity}} \tag{20.13}$$

Essa equação é útil porque ela relaciona a largura de banda de malha fechada com a fração de realimentção e a freqüência de ganho unitário.

Para obter o produto ganho-largura de banda, multiplique os dois lados da equação por A_{CL} para obter

$$A_{CL}f_{2(CL)} = A_{CL}Bf_{\text{unity}}$$

Como $A_{CL} = R_F/R_S$ e $B = R_S/(R_F + R_S)$, a equação se torna

$$A_{CL}f_{2(CL)} = \frac{R_F}{R_F + R_S} f_{\text{unity}}$$

que pode ser escrita como

$$A_{CL}f_{2(CL)} = \frac{A_{CL}}{A_{CL} + 1} f_{\text{unity}} \tag{20.14}$$

Quando um circuito possui A_{CL} muito maior do que 1, a equação é simplificada para

$$A_{CL}f_{2(CL)} = f_{\text{unity}} \tag{20.15}$$

A Equação (20.15) informa que o produto dos ganhos é uma constante, o mesmo resultado que obtivemos com a realimentação de tensão não-inversora. Mas lembre-se da restrição que existe com um amplificador de tensão inversor. Ele é constante apenas quando A_{CL} for muito maior do que 1. A maioria dos projetistas satisfaz essa condição. Se você estiver sempre em dúvida, utilize a Equação (20.14) para obter um valor mais preciso para o produto ganho-largura de banda de malha fechada.

Compensação Ocasionada pela Corrente de Polarização de Entrada

Na Figura 20.10*a*, há uma tensão de compensação de entrada produzida pela corrente de base que circula através da resistência Thévenin vista pela entrada inversora:

$$v_2 = I_{B2}(R_S \parallel R_F)$$

Em alguns projetos, um resistor é acrescentado entre a entrada não-inversora e o terra, como mostra a Figura 20.10*b*. Esse resistor cancela a maior parte da corrente de compensação indesejada devido à entrada diferencial ser agora

$$v_1 - v_2 = I_{B1}(R_S \parallel R_F) - I_{B2}(R_S \parallel R_F)$$

ou

$$v_1 - v_2 = I_{\text{in(off)}}(R_S \parallel R_F)$$

Como $I_{\text{in(off)}}$ geralmente é muito menor do que $I_{\text{in(bias)}}$, a compensação (*offset*) é minimizada. O resistor acrescentado não tem efeito no ganho de tensão de malha fechada porque não há tensão *ca* sobre ele.

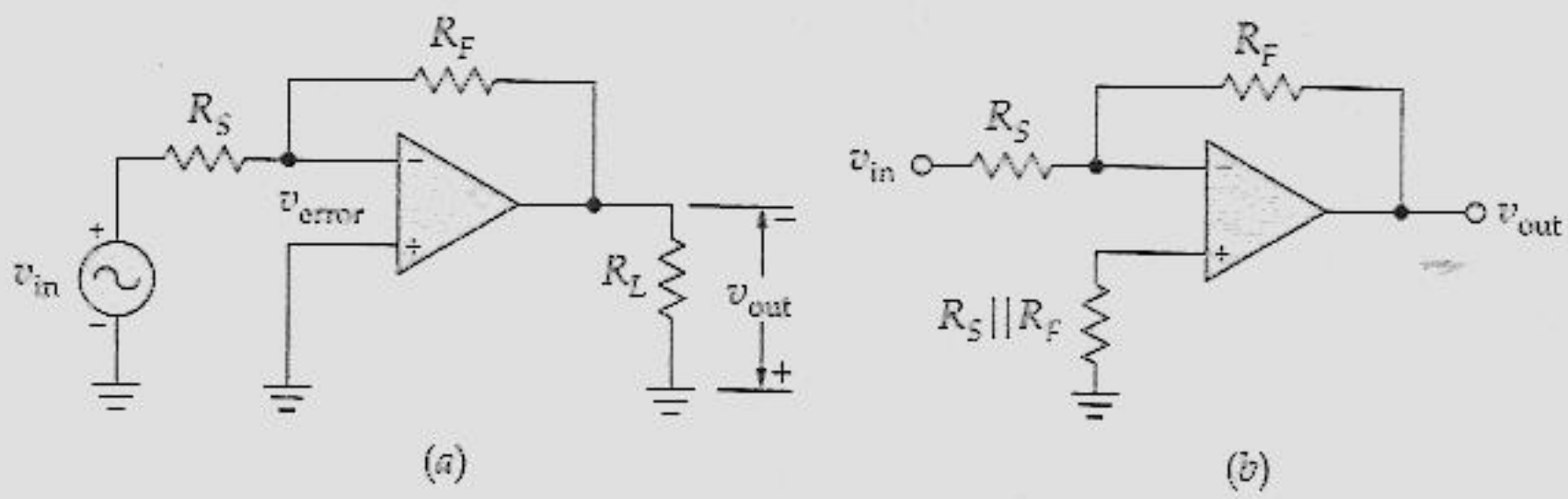


Figura 20.10 Amplificador inversor de tensão.

Tabela 20.1 Amplificador de Tensão Inversor

Quantidade	Efeito	Fórmula
v_{out}/v_{in}	Estável	R_F/R_S
Impedância de entrada	Estável	R_S
Impedância de saída	Diminui	$z_{out}/(1 + AB)$
Distorção	Diminui	$v_{dist}/(1 + AB)$
Offset de saída	Diminui	$V_{00(OL)}/(1 + AB)$
Largura de banda	Aumenta	Bf_{unity}
Produto ganho-largura de banda	Pode diminuir	$A_{CL}\, f_{unity}\, (A_{CL} + 1)$

Propriedades de um Amplificador Inversor de Tensão

A Tabela 20.1 resume as propriedades de um amplificador inversor de tensão. A realimentação negativa estabiliza o ganho de tensão e a impedância de entrada. Devido à realimentação negativa, o amplificador tem uma impedância de saída muito baixa. Como de costume, a realimentação negativa diminui a distorção e a tensão de compensação de saída. Note que o produto ganho-largura de banda pode diminuir se A_{CL} não for grande, comparada com 1.

Exemplo 20.3

Calcule a tensão de saída, a impedância de entrada de malha fechada e a largura de banda de malha fechada para o circuito da Figura 20.11. O 741C tem uma f_{unity} de 1 MHz.

Solução

O ganho de tensão de malha fechada é igual à razão da resistência de realimentação pela resistência em série:

$$A_{CL} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} = 100$$

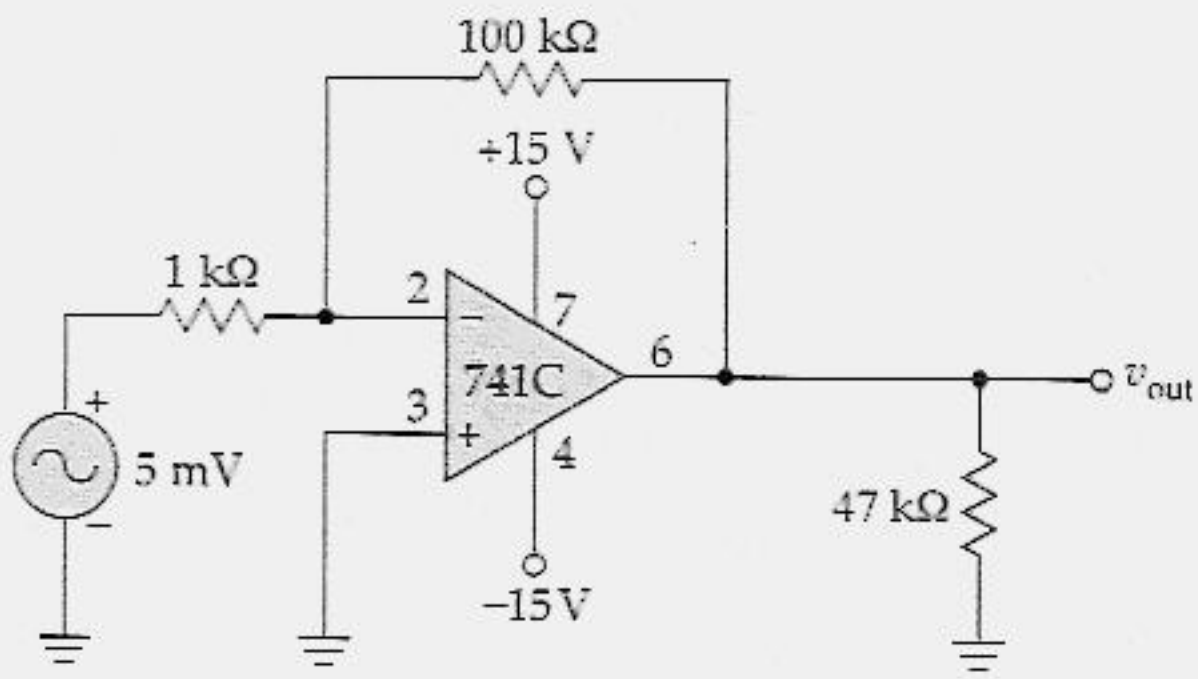


Figura 20.11 Exemplo.

Assim, a tensão de saída é

$$v_{out} = 100(5\ \text{mV}) = 500\ \text{mV}$$

A impedância de entrada de malha fechada vista pela fonte *ca* é

$$z_{in(CL)} = 1\ \text{k}\Omega$$

Como o ganho de tensão de malha fechada é muito maior do que 1, podemos utilizar a Equação (20.15):

$$A_{CL} f_{2(CL)} = 1\ \text{MHz}$$

Com $A_{CL} = 100$, a largura de banda é

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{100} = 10\ \text{kHz}$$

Essa é uma boa aproximação para a largura de banda de malha fechada.

Exemplo 20.4

Resolva o problema do exemplo anterior de uma forma diferente.

Solução

Eis uma outra forma de encontrar a tensão de saída. Devido ao terra virtual, toda a tensão de entrada (5 mV) está sobre o resistor em série (1 kΩ). Isso proporciona uma corrente de entrada de

$$i_{in} = \frac{5\ \text{mV}}{1\ \text{k}\Omega}$$

Como um terra virtual não é capaz de drenar corrente, toda a corrente de entrada tem de circular através do resistor de realimentação. Isto significa que o resistor de realimentação tem uma tensão de

$$v_{out} = (5\ \mu\text{A})(100\ \text{k}\Omega) = 500\ \text{mV}$$

Como a extremidade direita do resistor de 1 kΩ tem tensão zero devido ao terra virtual, a impedância de entrada vista pela fonte é

$$z_{in(CL)} = 1\ \text{k}\Omega$$

A fração de realimentação é

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{101\ \text{k}\Omega} = 0{,}0099$$

Portanto, a largura de banda de malha fechada é

$$f_{2(CL)} = 0{,}0099(1\ \text{MHz}) = 9{,}9\ \text{kHz}$$

Observe que essa largura de banda é ligeiramente menor do que a largura de banda calculada no exemplo anterior, porque usamos o Bf_{unity} mais preciso para calculá-la.

20.3 CIRCUITOS INVERSORES COM AMP OP

O amplificador de tensão inversor tem um ganho de tensão estável e uma impedância de entrada estável. Essas propriedades permitem que os projetistas disponham de uma variedade de circuitos inversores com amp op para diferentes aplicações. Na análise desses circuitos, lembre-se de que a entrada inversora está na faixa de microvolts da entrada não-inversora porque o ganho de tensão de malha aberta é extremamente alto.

Inversor Chaveável

A Figura 20.12*a* mostra um amp op que pode funcionar como inversor ou como não-inversor. Com a chave na posição inferior, a entrada não-inversora está aterrada. Como a resistência de realimentação e a resistência em série são iguais, temos um amplificador inversor de tensão com um ganho de tensão de malha fechada de 1.

Quando a chave é comutada para a posição superior, o sinal de entrada alimenta a entrada não-inversora. Como a entrada inversora está na faixa de microvolts da entrada não-inversora, há uma corrente de aproximadamente zero através da resistência em série. Mas se há uma corrente zero através do resistor em série, ele pode

ser desconectado fisicamente ou mentalmente. Em outras palavras, o circuito funcionará da mesma forma se a resistência em série estiver presente ou não. Imagine o resistor em série removido do circuito. Então temos um seguidor de tensão, o que significa que temos um amplificador não-inversor de tensão com um ganho de malha fechada de 1.

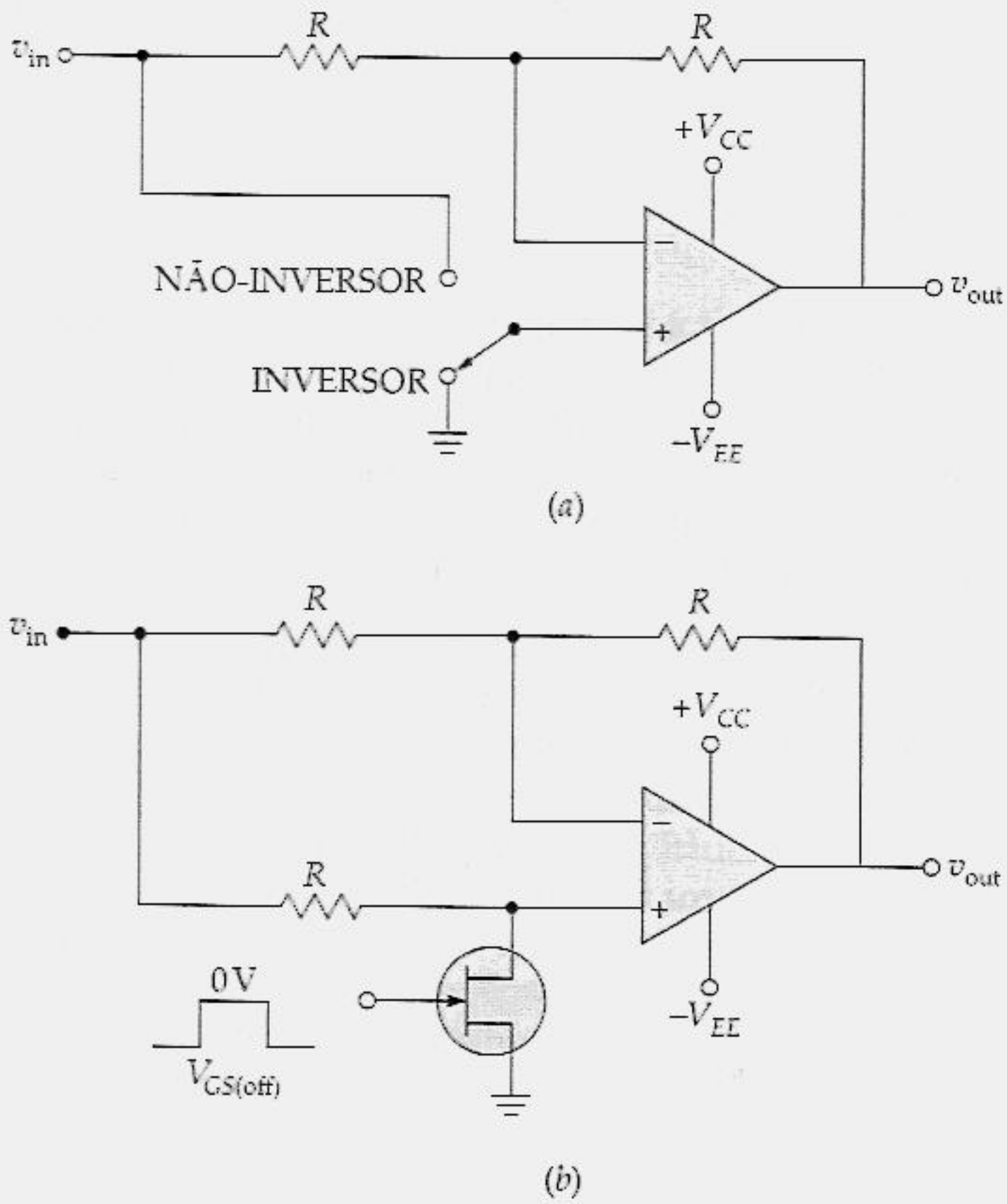


Figura 20.12 (*a*) Inversor/não-inversor chaveável; (*b*) chave JFET para o inversor/não-inversor.

Inversor Chaveável Controlado por JFET

A Figura 20.12*b* apresenta uma modificação da Figura 20.12*a*. Lembre-se de que as curvas de dreno de um JFET se estendem para os dois lados da origem. Por isso, não é necessário uma tensão de alimentação *cc*. A tensão do sinal *ca* no dreno é suficiente. O JFET ora possui uma resistência muito baixa, ora uma resistência muito alta, que depende da tensão na porta.

Quando a tensão da porta for 0 V, o JFET terá uma baixa resistência e a entrada não-inversora estará praticamente aterrada. Nesse caso, o circuito funciona como um amplificador inversor de tensão com um ganho de tensão de malha fechada de 1. Por outro lado, quando a tensão de porta é $V_{GS(off)}$, a chave JFET está aberta e todo o sinal de entrada chega à entrada não-inversora. O circuito agora funciona como um amplificador de tensão não-inversor com um ganho de tensão de malha fechada de 1. Para uma operação adequada, R deve ser pelo menos 100 vezes maior do que o $r_{ds(on)}$ do JFET.

Largura de Banda Ajustável

Às vezes gostaríamos de alterar a largura de banda de malha fechada de um amplificador inversor de tensão sem alterar o ganho de tensão de malha fechada. Parece impossível? Absolutamente. A Figura 20.13*a* mostra um resistor ajustável, R, conectado entre a entrada inversora e o terra. Quando se varia o resistor R, a largura de banda varia, mas o ganho de tensão permanece constante. Tome alguns minutos e tente mostrar por que isso é verdade antes de ler o que vem a seguir.

A Figura 20.13*b* mostra um circuito equivalente com a seção de entrada thevenizada. A resistência efetiva da fonte que alimenta a entrada agora é R_S em paralelo com R. Por esta razão, a fração de realimentação é

$$B = \frac{R_S \parallel R}{R_S \parallel R + R_F} \tag{20.16}$$

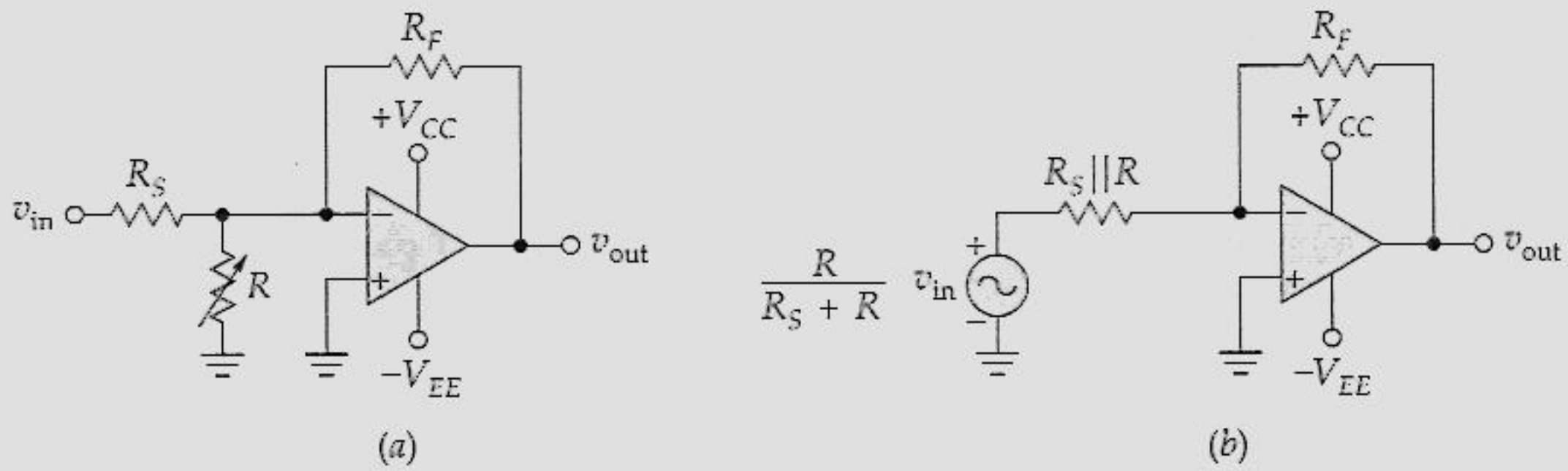


Figura 20.13 Circuito com ganho de tensão constante, mas com largura de banda ajustável.

Observando essa equação, você pode ver que B varia quando R varia. Isto significa que a lagura de banda de malha fechada também varia porque

$$f_{2(CL)} = Bf_{\text{unity}}$$

Por outro lado, a tensão de saída é

$$v_{\text{out}} = \frac{R_F}{R_S \parallel R} \frac{R}{R_S + R} v_{\text{in}}$$

que é reduzida para

$$v_{\text{out}} = \frac{R_F}{R_S} v_{\text{in}} \tag{20.17}$$

Essa equação não contém mais R porque ele foi cancelado. Como R_F e R_S são constantes, o ganho de tensão de malha fechada permanece constante ainda que R varie.

Operação com Fonte de Alimentação Simples

A Figura 20.14 mostra um amplificador de tensão inversor com alimentação simples que pode ser usado apenas com sinais *ca*. A alimentação V_{EE} é aterrada e metade da tensão V_{CC} é aplicada à entrada não-inversora. Em virtude de as duas entradas diferirem entre si de apenas alguns microvolts, a entrada inversora tem uma tensão quiescente de aproximadamente + $V_{CC}/2$. Como o capacitor de acoplamento de entrada está aberto na freqüência zero, o circuito se mostra como sendo um seguidor de tensão na freqüência zero e o ganho de tensão de malha aberto é 1, o que significa uma tensão de compensação de saída mínima.

Para sinais *ca*, o circuito é um amplificador inversor com uma freqüência crítica de

$$f_{\text{in}} = \frac{1}{2\pi RC} \tag{20.18}$$

onde $R = R_S$ e $C = C_{\text{in}}$. Se você imaginar um terra virtual na entrada inversora, você verá por que esses valores estão corretos para o circuito de acoplamento. Numa freqüência 10 vezes acima dessa, o ganho de tensão de malha fechada está dentro de 0,5% do seu valor na banda média, R_F/R_S.

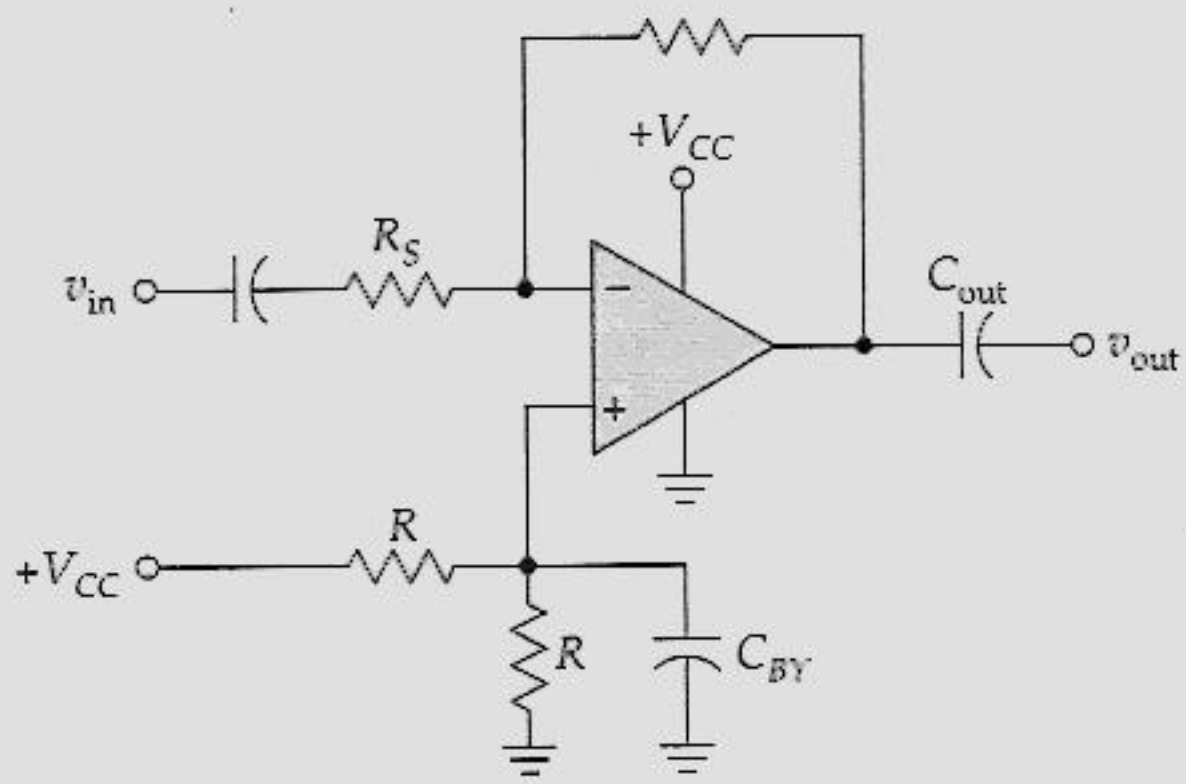


Figura 20.14 Amplificador inversor com alimentação simples.

Um capacitor de desvio é utilizado na entrada não-inversora, como mostra a Figura 20.14. Isto reduz a ondulação (*ripple*) na fonte de alimentação e o ruído que aparece na entrada não-inversora. Para ser eficiente, a freqüência de corte desse circuito de desvio deve ser muito menor do que a freqüência de ondulação da fonte de alimentação. Você calcula a freqüência crítica desse circuito de desvio com $R = R/2$ e $C = C_{BY}$. C_{BY} é a capacitância do circuito de desvio. De onde vem $R = R/2$? É a resistência Thévenin voltada para C_{BY}.

Ganho Inversor Ajustável

Quando o resistor ajustável da Figura 20.15*a* for reduzido a zero, a entrada não-inversora é aterrada e o circuito se torna um amplificador inversor com um ganho de tensão máximo de R_F/R_S. Quando o resistor ajustável for aumentado para R_F, a mesma tensão alimenta as entradas não-inversora e inversora. Devido à razão de rejeição em modo comum, a tensão de saída é zero. Portanto, o circuito da Figura 20.15*a* possui um ganho de tensão ajustável de aproximadamente zero a R_F/R_S.

Inversor/Não-Inversor Ajustável

A Figura 20.15*b* mostra um circuito que nos permite ajustar o ganho de tensão entre $-n$ e $+n$. Quando o resistor ajustável está em zero, a entrada não-inversora está aterrada e o circuito se torna um amplificador inversor com um ganho de malha fechada de

$$A_{CL} = \frac{nR}{R} = n \tag{20.19}$$

Quando o resistor ajustável está no outro extremo, a tensão de entrada é aplicada diretamente na entrada não-inversora. Por causa de as duas entradas estarem a alguns microvolts uma da outra, a tensão na entrada inversora é aproximadamente a mesma que a da entrada não-inversora. Isto significa que a tensão sobre R é zero e equivale a uma corrente zero. Novamente, podemos desconectar o resistor R fisicamente ou mentalmente. Nesse caso, a fração de realimentação é

$$B = \frac{nR/(n-1)}{nR/(n-1) + nR} = \frac{1}{n}$$

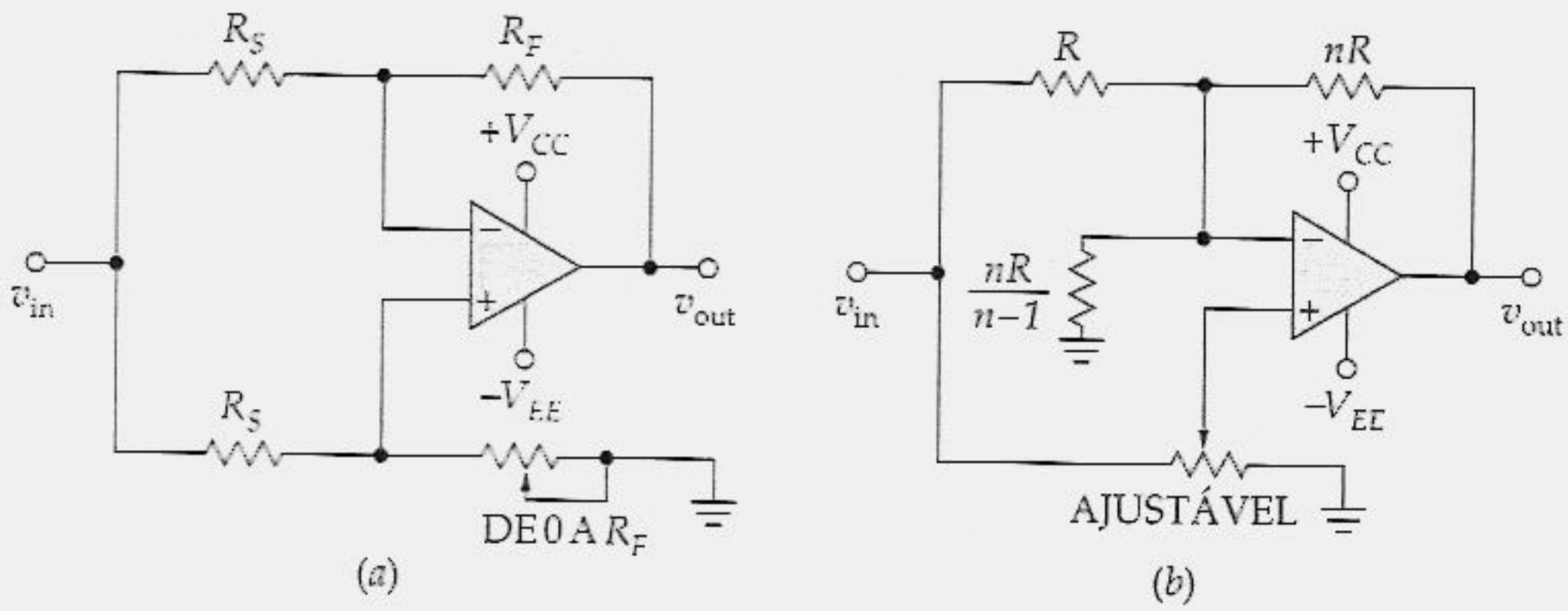


Figura 20.15 (*a*) Inversor com ganho ajustável; (*b*) circuito com ganho ajustável de $+n$ a $-n$.

Portanto, o ganho de malha fechada é

$$A_{CL} = \frac{1}{1/n} = n \tag{20.20}$$

Exemplo 20.5

Qual a tensão de saída e a largura de banda do circuito da Figura 20.16?

Solução

Esse é o circuito com o ganho de tensão constante e a largura de banda ajustável. O ganho de tensão é igual à resistência de realimentação dividida pela resistência em série:

$$A_{CL} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega} = 50$$

A tensão de saída é

$$v_{out} = 50\,(4\text{ mV}) = 200\text{ mV}$$

Com a Equação (20.16), a fração de realimentação é dada por

$$B = \frac{R_S \| R}{R_S \| R + R_F}$$

O potenciômetro foi conectado como uma resistência variável com um valor máximo de 5 kΩ. Quando a resistência variável for zero, a fração de realimentação será zero. Quando a resistência variável for 5 kΩ, a fração de realimentação será

$$B = \frac{2\text{ k}\Omega \| 5\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega \| 5\text{ k}\Omega + 100\text{ k}\Omega} = \frac{1{,}43\text{ k}\Omega}{1{,}43\text{ k}\Omega + 100\text{ k}\Omega} = 0{,}0141$$

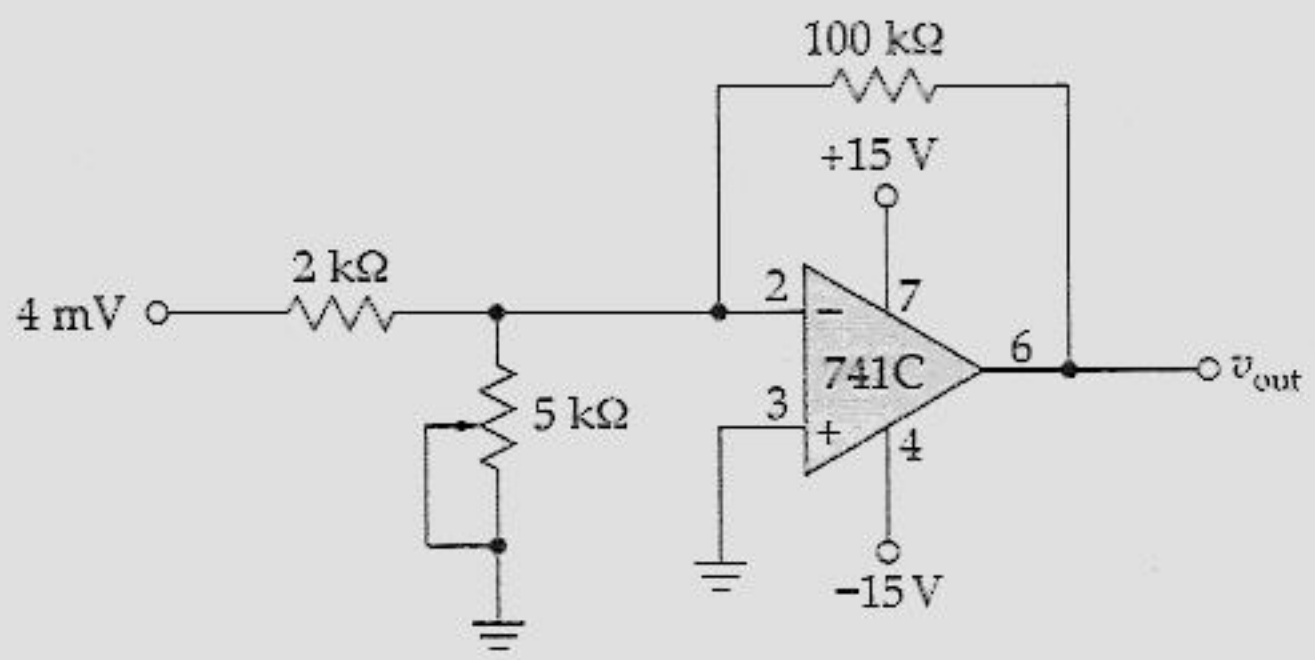


Figura 20.16 Exemplo.

O ganho de tensão de malha fechada é dado por

$$f_{2(CL)} = Bf_{unity}$$

Quando B for zero, a largura de banda de malha fechada será zero. Quando B = 0,0141, a largura de banda de malha fechada será

$$f_{2(CL)} = 0{,}0141(1\text{ MHz}) = 14{,}1\text{ kHz}$$

Em resumo, quando se varia o potenciômetro, o ganho de tensão permanece constante com um valor de 50, mas a largura de banda varia de 0 a 14,1 kHz.

Exemplo 20.6

Qual a tensão de saída na banda média do circuito da Figura 20.17? Encontre as freqüências críticas dos capacitores de acoplamento de entrada, de acoplamento de saída e de desvio na entrada não-inversora.

Solução

Na banda média, todos os capacitores são curto-circuitos para *ca* e o circuito se torna um amplificador inversor comum com um ganho de tensão de

$$A_{CL} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega} = 50$$

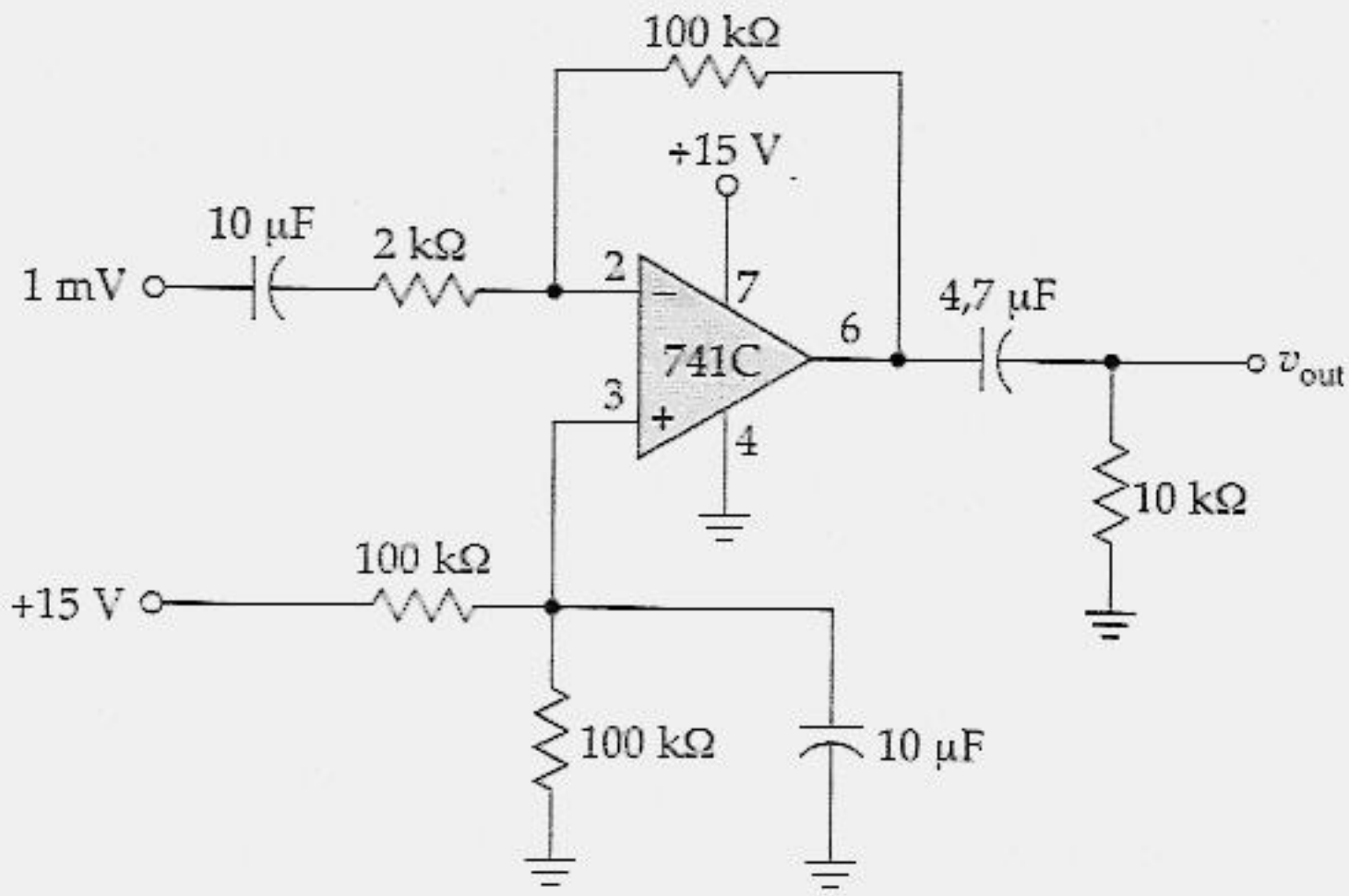


Figura 20.17 Exemplo.

O circuito de acoplamento de entrada tem $R = 2\ \text{k}\Omega$ e $C = 10\ \mu\text{F}$. A sua freqüência crítica é

$$f_c = \frac{1}{2\pi(2\ \text{k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 7{,}96\ \text{Hz}$$

O circuito de acoplamento de saída tem $R = 10\ \text{k}\Omega$ e $C = 4{,}7\ \mu\text{F}$. A sua freqüência crítica é

$$f_c = \frac{1}{2\pi(10\ \text{k}\Omega)(4{,}7\ \mu\text{F})} = 3{,}39\ \text{Hz}$$

O circuito de desvio na entrada não-inversora tem $R = 50\ \text{k}\Omega$ e $C = 10\ \mu\text{F}$. A sua freqüência crítica é

$$f_c = \frac{1}{2\pi(50\ \text{k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 0{,}318\ \text{Hz}$$

Como o ganho de malha fechada é 50, a freqüência crítica superior é

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{50} = 20\ \text{kHz}$$

A freqüência crítica dominante inferior é

$$f_{1(CL)} = 7{,}96\ \text{Hz}$$

Portanto, a resposta do amplificador é aproximadamente 3 dB menor em 7,96 Hz e em 20 kHz.

Além disso, o capacitor de desvio tem uma freqüência crítica de 0,318 Hz, que está bem abaixo de 120 Hz, que é a freqüência típica de ondulação do retificador de onda completa em ponte. Como 0,318 Hz está quase três décadas abaixo, a ondulação na linha de alimentação será atenuada em quase 60 dB antes que chegue à entrada não-inversora.

20.4 AMPLIFICADOR SOMADOR

Uma outra grande vantagem do amplificador inversor de tensão é a sua capacidade de amplificar simultaneamente mais de um sinal. Para entender como, observe a Figura 20.18*a*. Devido ao terra virtual, os dois resistores de entrada estão virtualmente aterrados do lado direito. A corrente de entrada através de R_1 é

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}$$

E a corrente de entrada através de R_2 é

$$i_2 = \frac{v_2}{R_2}$$

A corrente total de entrada é

$$i = i_1 + i_2$$

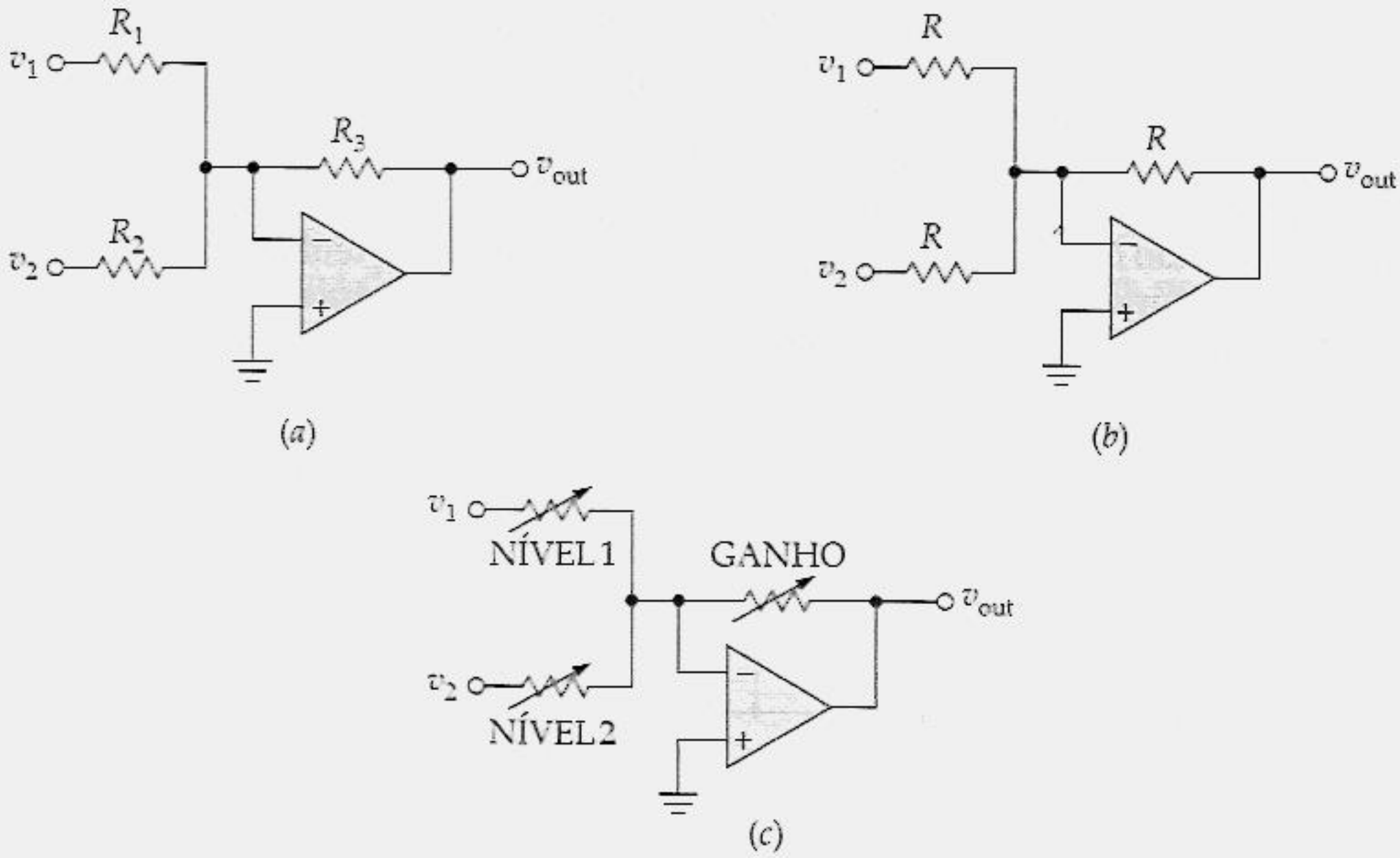


Figura 20.18 Amplificador somador.

Essa corrente circula através do resistor de realimentação. Portanto, a tensão de saída é

$$v_{out} = (i_1 + i_2)R_3$$

ou

$$v_{out} = \frac{R_3}{R_1} v_1 + \frac{R_3}{R_2} v_2 \tag{20.21}$$

Isto significa que podemos ter um ganho de tensão diferencial para cada sinal de entrada; a saída é a soma das entradas amplificadas. A mesma idéia se aplica a um número de entradas qualquer porque podemos acrescentar um outro resistor para cada novo sinal de entrada.

Freqüentemente, precisamos de um circuito que some dois ou mais sinais de entrada. Nesse caso, podemos utilizar um *somador*, que é um amplificador inversor com várias entradas, cada uma com um ganho de tensão unitário. A Figura 20.18*b* mostra um somador com duas entradas. Devido ao fato de todos os resistores serem iguais, cada entrada tem um ganho de tensão unitário e a saída é dada por

$$v_{out} = v_1 + v_2$$

A Figura 20.18*c* mostra um misturador de sinais (*mixer*), uma forma prática de misturar dois sinais de áudio de fontes diferentes. O resistor ajustável nos permite ajustar o nível de cada entrada e o controle de ganho nos permite ajustar o volume da saída. Diminuindo NÍVEL 1, podemos fazer com que o sinal v_1 tenha um volume maior na saída. Diminuindo NÍVEL 2, fazemos com que o sinal v_2 tenha um volume maior na saída. Aumentando GANHO, podemos fazer com que os dois sinais aumentem de volume.

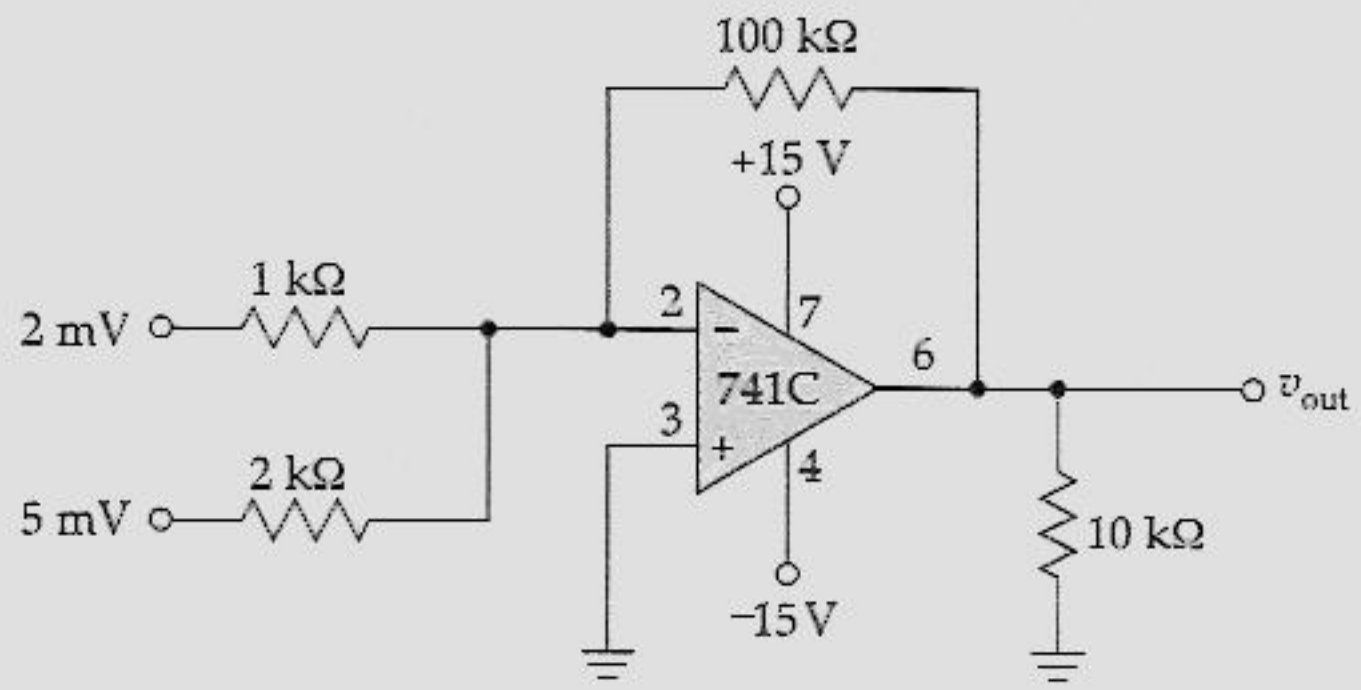


Figura 20.19 Exemplo.

Exemplo 20.7

Qual a tensão de saída do circuito da Figura 20.19?

Solução

O ganho de tensão para a entrada de sinal superior é

$$A_1 = \frac{100\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} = 100$$

e o ganho de tensão para a entrada de sinal inferior é

$$A_2 = \frac{100\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega} = 50$$

A saída é a soma combinada dos dois sinais de entrada amplificados:

$$v_{out} = 100(2\ \text{mV}) + 50(5\ \text{mV}) = 450\ \text{mV}$$

20.5 REFORÇADORES (*BOOSTERS*) DE CORRENTE PARA AMPLIFICADORES DE TENSÃO

A corrente máxima de saída de um amp op típico é limitada. Por exemplo, o 741C tem uma corrente máxima de saída de 25 mA. Se a resistência de carga necessitar de uma corrente maior do que essa, você pode acrescentar um reforçador (*booster*) de corrente à saída. A Figura 20.20 mostra uma forma de aumentar a máxima corrente de carga; a saída do amp op alimenta um seguidor de emissor. Como o circuito é um amplificador não-inversor com realimentação de tensão, o ganho de tensão de malha fechada é

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2} + 1 \tag{20.22}$$

e a impedância de saída é

$$z_{out(CL)} = \frac{z_{out}}{1 + AB} \tag{20.23}$$

onde z_{out} é a impedância de saída de malha aberta, olhando para trás a partir do emissor. Ao contrário do amplificador de tensão anterior, o amp op não tem mais de suprir a corrente de carga. Em vez disso, ele tem apenas de fornecer a corrente de base do transistor. Devido ao ganho de corrente do transistor, a corrente máxima na carga é aumentada por um fator de β_{cc}. Se $\beta_{cc} = 100$ e $I_{máx} = 25$ mA, a nova corrente máxima de carga será de 2,5 A.

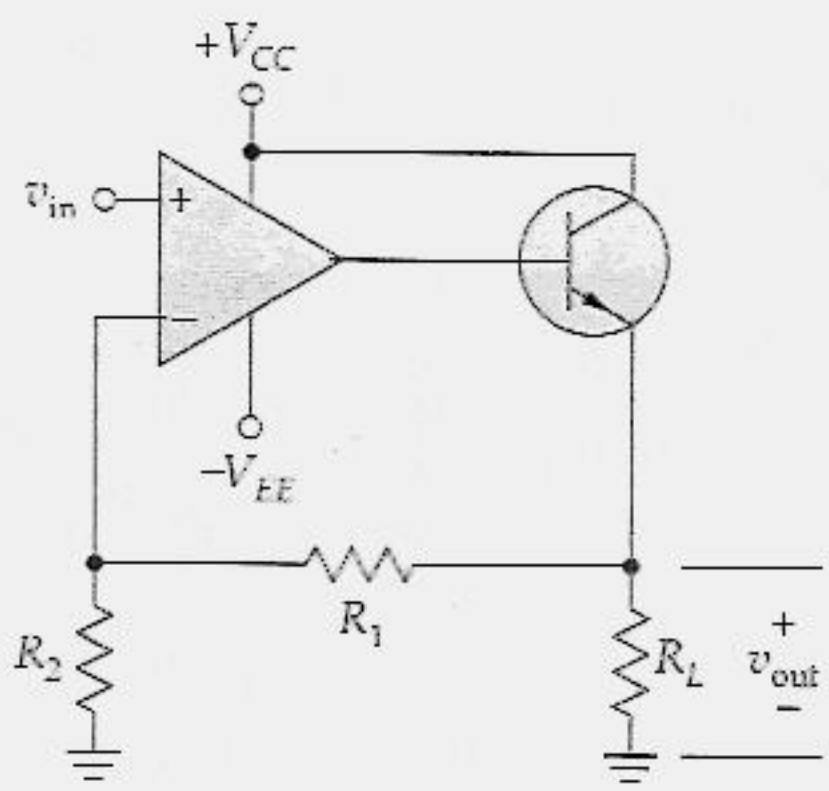


Figura 20.20 Um transistor bipolar como um reforçador de corrente para amp op.

A maior desvantagem do circuito da Figura 20.20 é a sua corrente de carga unidirecional. Uma forma de conseguir uma corrente de carga bidirecional é utilizar um seguidor de emissor *push-pull* classe B, conforme é apresentado na Figura 20.21. Nesse caso, o ganho de tensão de malha fechada é

$$A_{CL} = \frac{R_F}{R_S} \tag{20.24}$$

A impedância de saída ainda é $z_{out}/(1 + AB)$ devido à realimentação de tensão.

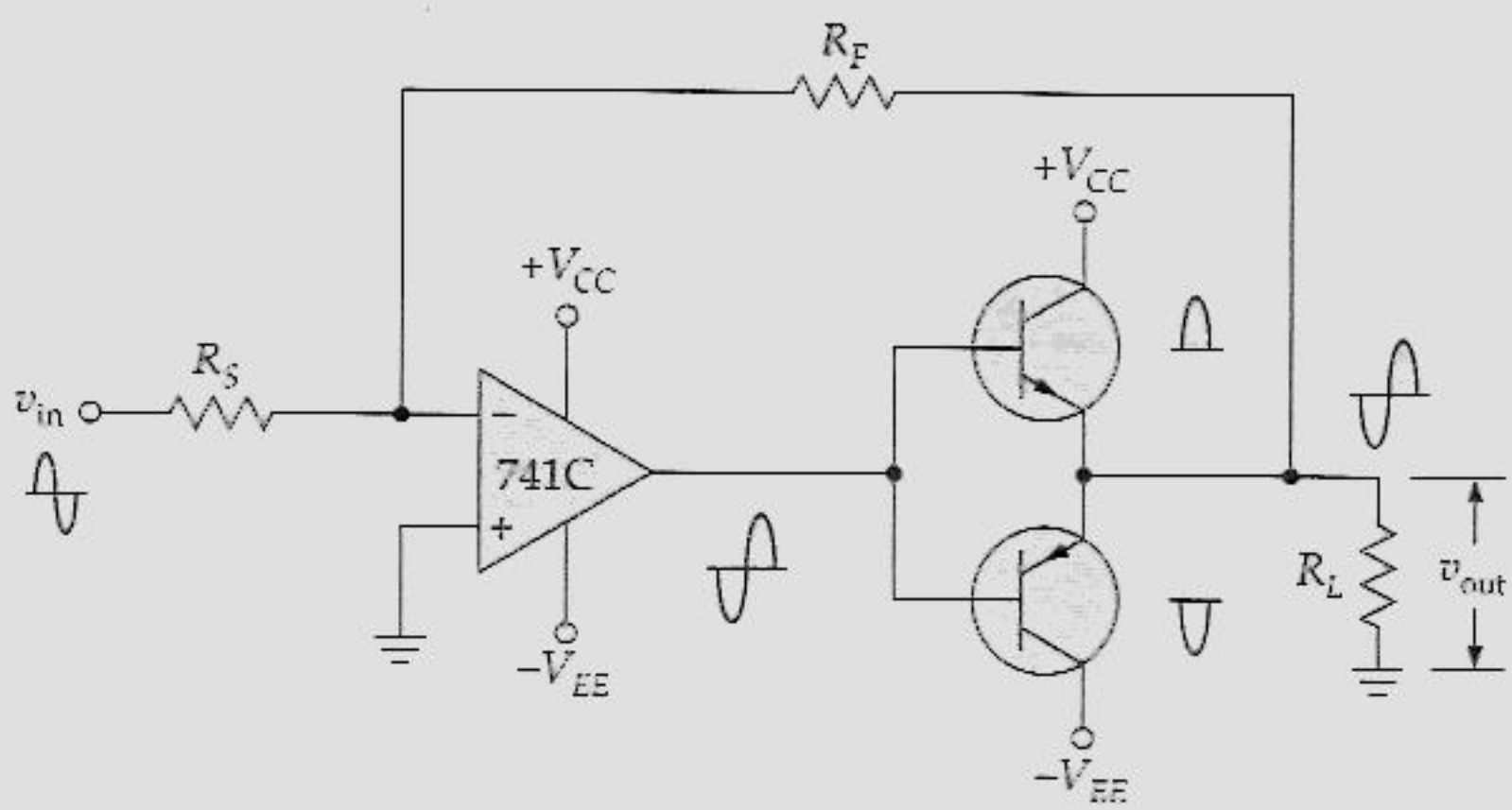


Figura 20.21 Reforçador de corrente classe B para um amp op.

A realimentação negativa ajusta automaticamente os valores de V_{BE}, quaisquer que sejam eles. No momento em que a tensão de entrada se tornar positiva, o transistor inferior conduzirá e a tensão na carga será negativa. Por outro lado, no momento em que a tensão de entrada se tornar negativa, o transistor superior conduzirá e a tensão de saída será positiva.

Exemplo 20.8

Na Figura 20.20, $\beta_{cc} = 50$ e o amp op utilizado é o LF351. Qual a corrente máxima de carga?

Solução

Na Tabela 18.1, você encontrará uma corrente máxima de saída de 20 mA para um LF351. Como o ganho de corrente é 50, a corrente máxima de carga é

$$I_{máx} = 50(20 \text{ mA}) = 1 \text{ A}$$

20.6 FONTES DE CORRENTE CONTROLADAS POR TENSÃO

A Figura 20.22*a* mostra um circuito que produz uma corrente de carga controlada. A carga pode ser um resistor, um relé, ou um motor. Devido ao fato de a entrada inversora ter uma tensão que difere em alguns microvolts da tensão na entrada não-inversora, a tensão v_{in} aparece sobre R. Então, a lei de Ohm nos fornece a corrente de carga:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \tag{20.25}$$

A resistência de carga não aparece nessa equação. Portanto, a corrente de saída é independente da resistência de carga. Expressando de uma outra forma, a carga aparece acionada por uma fonte de corrente quase ideal.

Carga Aterrada

Se uma *carga flutuante* pode ser utilizada, um circuito como o da Figura 20.22*a* funciona muito bem. Porém, se for necessário que a carga tenha uma de suas extremidades aterrada (o caso mais comum), podemos modificar o circuito básico, como mostra a Figura 20.22*b*. Como as correntes de coletor e emissor do transistor são praticamente iguais, a corrente através de R é aproximadamente igual à corrente de carga. Devido à tensão na entrada inversora diferir em alguns microvolts da tensão na entrada não-inversora, a tensão na entrada não-inversora é aproximadamente igual a v_{in}. Isto significa que a tensão sobre R é igual à V_{CC} menos v_{in}. Portanto, a corrente através de R é igual a

$$i_{out} = \frac{V_{CC} - v_{in}}{R} \tag{20.26}$$

Há um limite para a corrente de saída. A corrente de base no transistor é igual a i_{out}/β_{cc}. Como o amp op tem de fornecer essa corrente de base, i_{out}/β_{cc} tem de ser menor do que a $I_{out(máx)}$ do amp op, tipicamente de 10 a 25 mA.

Também há um limite para a tensão de saída do circuito da Figura 20.22*b*. Quando a resistência de carga aumenta, a tensão na carga aumenta e, eventualmente, o transistor entra em saturação. Como o emissor está com uma tensão v_{in} em relação ao terra, a tensão máxima na carga é ligeiramente menor do que v_{in}, quando o transistor está saturado. Portanto, a segunda coisa a ser verificada nesse tipo de circuito é certificar-se de que a corrente de saída multiplicada pela maior resistência de carga não excede v_{in}.

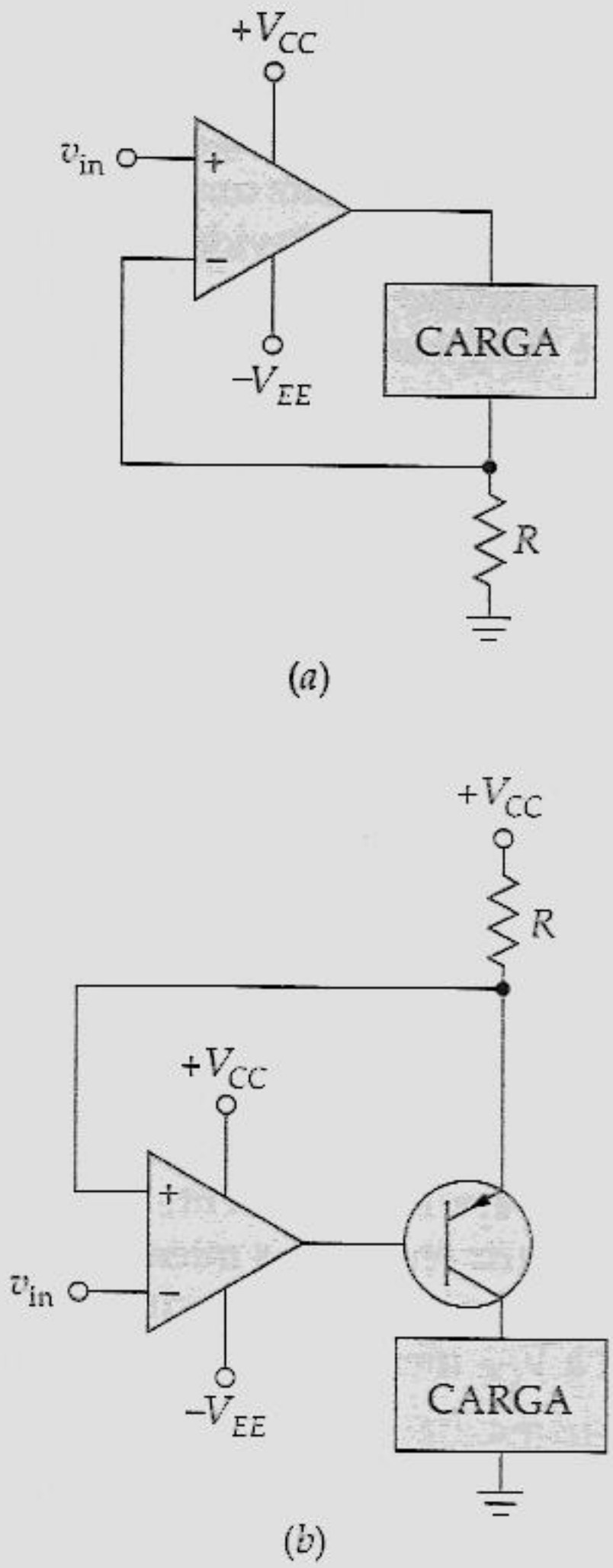


Figura 20.22 Fontes de corrente controladas por tensão: (*a*) carga flutuante; (*b*) carga aterrada em uma das extremidades.

Conversor Tensão-Corrente Aterrado

Na Equação (20.26), a corrente de carga diminui quando a tensão de entrada aumenta. A Figura 20.23 mostra um circuito no qual a corrente de carga é diretamente proporcional à tensão de entrada. Por causa de a tensão na entrada inversora diferir em alguns microvolts da tensão na entrada não-inversora, a entrada inversora do primeiro amp op tem uma tensão v_{in}. A corrente através do primeiro transistor é

$$i = \frac{v_{in}}{R} \tag{20.27}$$

Essa corrente produz uma tensão de coletor de

$$V_C = V_{CC} - v_{in} \tag{20.28}$$

Como essa tensão aciona a entrada não-inversora do segundo amp op, a tensão na entrada inversora é aproximadamente $V_{CC} - v_{in}$. Isto significa que a tensão final sobre R é

$$V_{CC} - (V_{CC} - v_{in}) = v_{in}$$

e a corrente de saída é

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \tag{20.29}$$

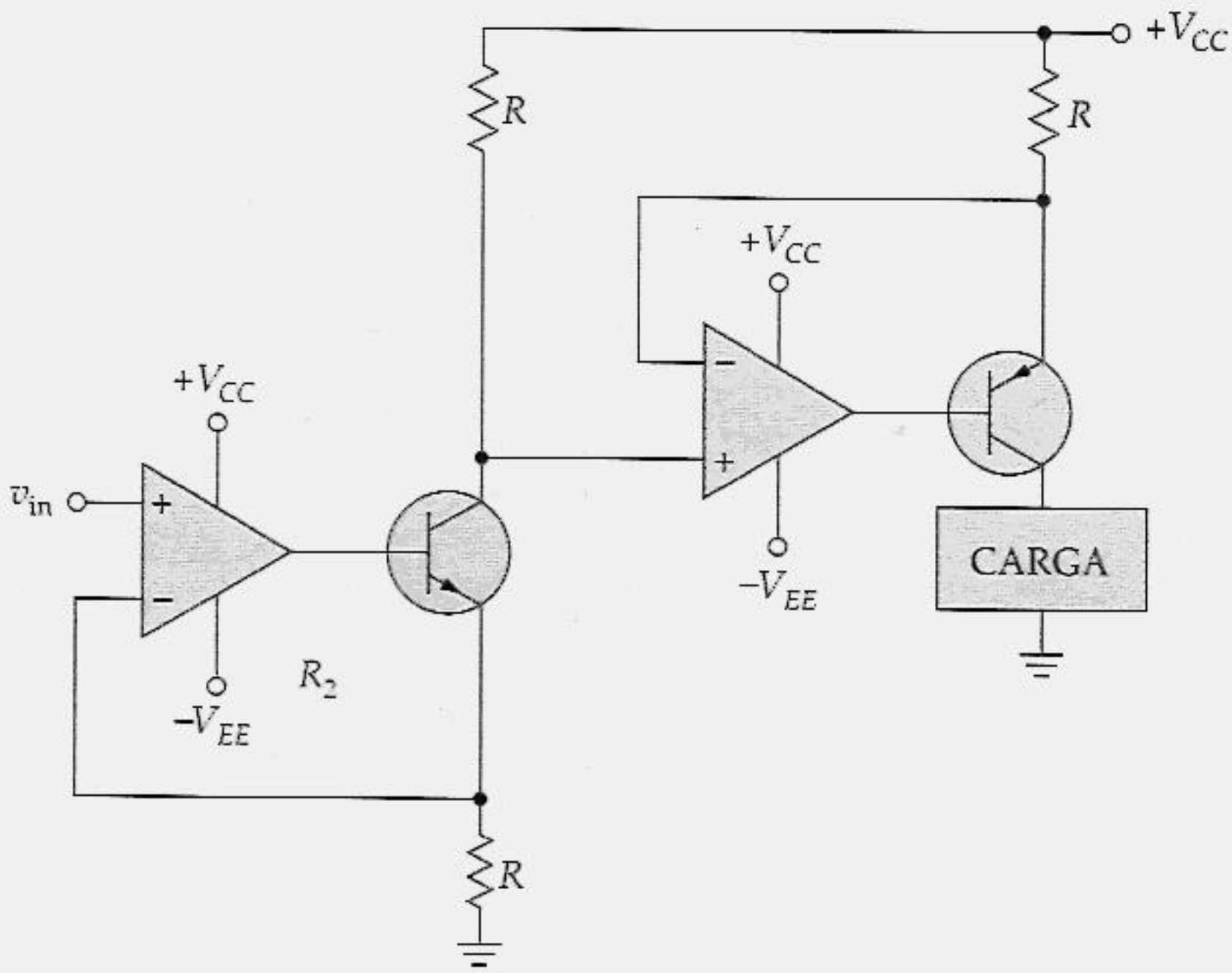


Figura 20.23 Fonte de corrente controlada por tensão com a corrente de saída proporcional à tensão de entrada.

Como anteriormente, essa corrente de saída tem de satisfazer a seguinte condição: i_{out}/β_{cc} tem de ser menor do que a $I_{out(máx)}$ do amp op. Além disso, a tensão na carga não pode exceder $V_{CC} - v_{in}$ devido à saturação do transistor. Portanto, $i_{out}R_L$ tem de ser menor do que $V_{CC} - v_{in}$.

O circuito da Figura 20.23 é um conversor *tensão-corrente* que alimenta uma carga aterrada. Uma carga aterrada é muito mais utilizada do que uma carga flutuante. Por isso tente se lembrar desse circuito. Ele será útil e prático sempre que você desejar converter uma tensão de entrada em uma corrente de saída.

Exemplo 20.9

Qual a corrente de carga do circuito da Figura 20.24*a*?

Solução

Imagine a tensão de entrada de 2 V aparecendo sobre o resistor de 1 kΩ. Então a corrente através do resistor de 1 kΩ é

$$i_{out} = \frac{2\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 2\ \text{mA}$$

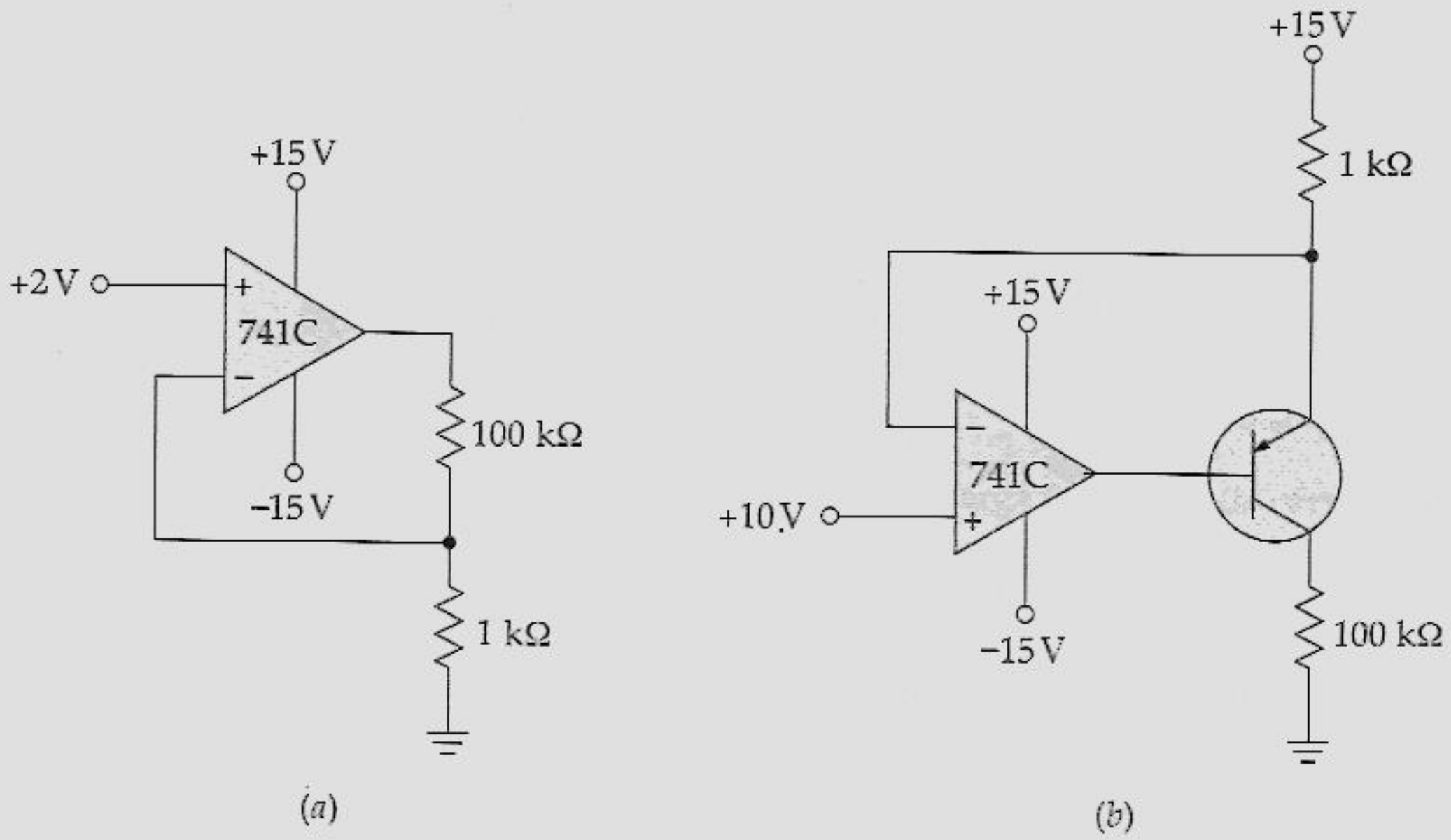


Figura 20.24 Exemplo.

Devido ao fato de que nenhuma corrente pode circular para dentro ou para fora da entrada inversora, os 2 mA têm de circular através da resistência de 100 Ω.

Você pode ver que a resistência de carga não tem efeito na corrente de saída. Se a resistência de carga for alterada para 200 Ω, ainda haverá 2 V sobre o resistor de 1 kΩ. Portanto, a corrente de saída ainda será igual a 2 V divididos por 1 kΩ. Isto significa que a corrente de saída é independente da resistência de carga.

Exemplo 20.10

Calcule a corrente de saída do circuito da Figura 20.24*b*. Além disso, calcule a tensão na carga.

Solução

A tensão na entrada inversora é aproximadamente igual à tensão na entrada não-inversora, que é de + 10 V. Este é o motivo de + 10 V aparecer na extremidade inferior do resistor de 1 kΩ. Como há 5 V sobre o resistor de 1 kΩ, a corrente de saída é aproximadamente

$$i_{out} = \frac{5\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA}$$

Quando a corrente circular através da resistência de carga, a tensão na carga será

$$v_{out} = (5\ \text{mA})(100\ \Omega) = 0{,}5\ \text{V}$$

Exemplo 20.11

Qual a resistência máxima da carga que podemos utilizar no circuito da Figura 20.24*b*, sem levar o transistor à saturação?

Solução

Como vimos há pouco, o transistor tem + 10 V no emissor e 0,5 V no coletor com uma resistência de carga de 100 Ω. Isto significa que o V_{CE} é igual a 9,5 V, que está longe da saturação. Quando se aumenta a resistência de carga, a tensão do coletor aumenta e isto faz o seu V_{CE} diminuir. No momento em que o V_{CE} for aproximadamente zero, o transistor estará saturado. Assim, a questão passa a ser esta: qual a resistência de carga que produz uma tensão de carga de 10 V? Quando respondermos a essa questão, teremos a máxima resistência de carga.

Como a corrente de saída é constante e tem um valor de 5 mA, a máxima resistência de carga é

$$R_L = \frac{10\ \text{V}}{5\ \text{mA}} = 2\ \text{k}\Omega$$

20.7 AMPLIFICADORES DIFERENCIAL E DE INSTRUMENTAÇÃO

A Figura 20.25*a* mostra um amp op na configuração de um amplificador diferencial. Ele amplifica a tensão de entrada; a diferença entre v_1 e v_2. A tensão de saída é dada por

$$v_{out} = \frac{R_1}{R_2} v_{in} \tag{20.30}$$

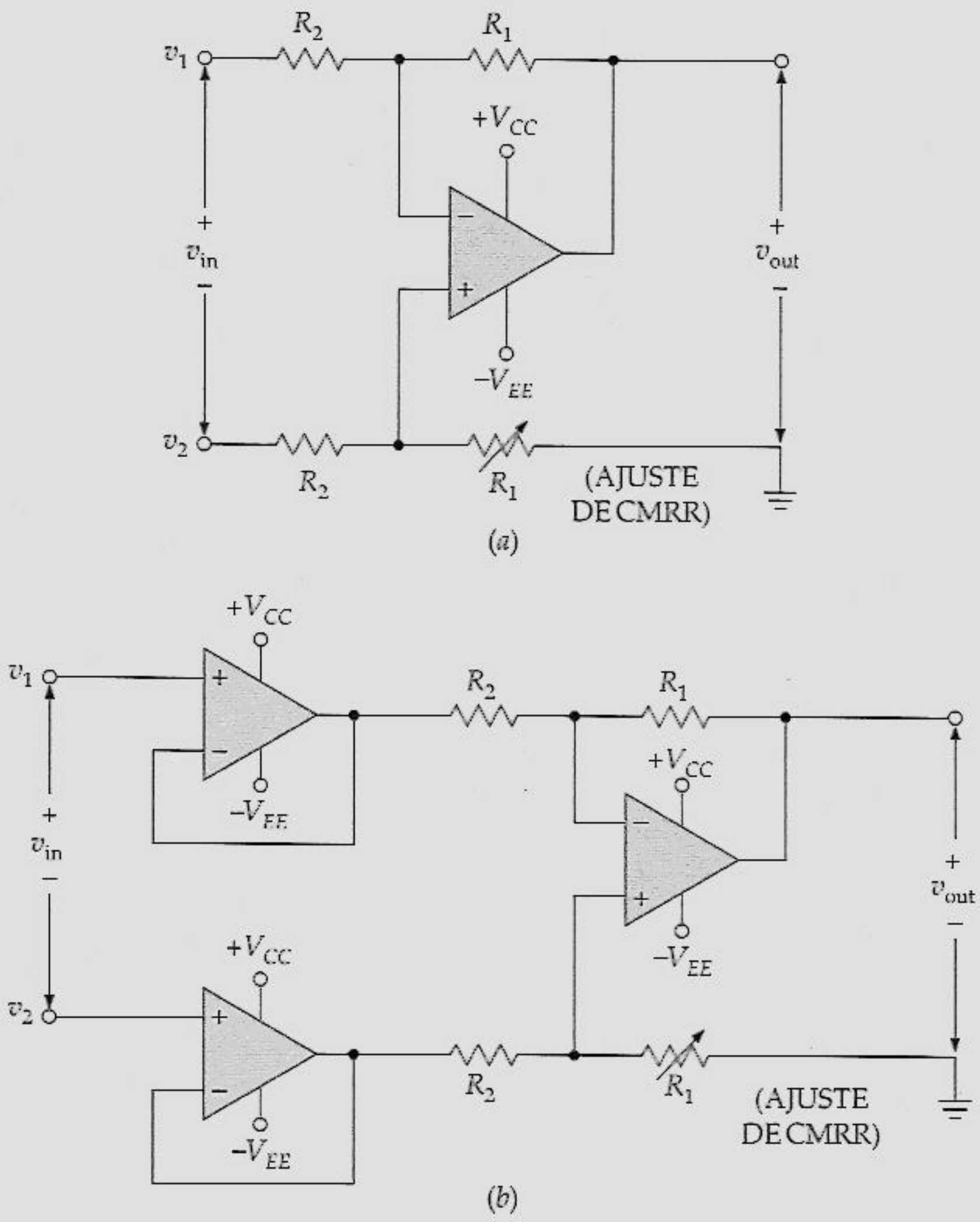


Figura 20.25 (*a*) Amplificador diferencial; (*b*) amplificador de instrumentação.

Podemos deduzir essa equação como é mostrado a seguir. Quando v_2 for zero, o circuito irá se tornar um amplificador inversor com uma tensão de saída de

$$v_{out(1)} = \frac{R_1}{R_2} v_1 \tag{20.31}$$

No momento em que v_1 for zero, o circuito se torna um amplificador não-inversor com um ganho de tensão de

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Devido ao divisor de tensão inferior, a tensão na entrada não-inversora é

$$v_2' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_2$$

Portanto, a tensão de saída é

$$v_{out(2)} = A_{CL} v_2' = \frac{R_1}{R_2} v_2 \tag{20.32}$$

Quando houver sinal nas duas entradas, a tensão de saída será a diferença entre $v_{out(1)}$ e $v_{out(2)}$:

$$v_{out} = v_{out(1)} - v_{out(2)}$$

ou

$$v_{out} = \frac{R_1}{R_2}(v_1 - v_2) = \frac{R_1}{R_2} v_{in}$$

o que prova a Equação (20.30).

A propósito, o resistor ajustável da Figura 20.25*a* nos permite anular ou zerar os sinais de saída em modo comum. Dessa forma, podemos obter uma razão de rejeição em modo comum máxima. Um circuito como esse amplifica a tensão de

entrada v_{in} para gerar uma tensão de saída v_{out}. O ganho de tensão é igual a R_1/R_2. Com a utilização de resistores de precisão, podemos construir um amplificador diferencial com um ganho de tensão estável.

A Figura 20.25*b* apresenta um exemplo de um amplificador de instrumentação; um amplificador diferencial otimizado para ter impedância de entrada e CMRR altas. Um amplificador de instrumentação é utilizado tipicamente em aplicações nas quais uma tensão diferencial pequena e uma tensão em modo comum grande são os sinais de entrada. Nesse exemplo de um amplificador de instrumentação, os seguidores de tensão em cada entrada produzem uma alta impedância de entrada. Novamente, um ajuste de CMRR foi incluído para equilibrar os sinais em modo comum.

Os fabricantes podem incluir seguidores de tensão e amplificadores diferenciais em um único chip para obter um CI amplificador de instrumentação. Como exemplos, temos o LH0036, LF352 e AD521. O LF352 é um exemplo de um dispositivo BIFET, com JFETs utilizados nas entradas dos seguidores de tensão e transistores bipolares utilizados no amp dif, resultando em uma impedância de entrada de aproximadamente $2(10^{12})$ Ω e uma corrente de polarização de entrada de apenas 3 pA. Os JFETs têm um ruído extremamente baixo e uma característica essencial de um bom amplificador de instrumentação. O LF352 possui outras características importantes, como uma CMRR de pelo menos 110 dB, uma corrente de alimentação de apenas 1 mA, e precisa de apenas um resistor externo para controle de ganho.

20.8 FILTROS ATIVOS

Em baixas freqüências, os indutores se apresentam volumosos e caros. Utilizando-se amps op, é possível construir um filtro *RC* ativo. Há várias configurações de projeto de filtros ativos, conhecidos como Butterworth, Chebyshev, Bessel e outros. Você pode encontrar livros exclusivos cujo assunto é o projeto de filtros. Nesta seção, discutiremos apenas o mais popular dos filtros ativos, conhecido como Butterworth ou filtros maximantes planos. Na discussão a seguir, usaremos o termo freqüência de *corte* em vez de freqüência crítica, pois freqüência de corte é mais comumente utilizada na discussão de filtros.

Filtro Passa-Baixo

Na Figura20.26, uma rede de atraso é acrescentada do lado da entrada de um amplificador de tensão não-inversor. Na banda média do amplificador, o ganho de tensão de circuito fechado é

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

Este é o ganho da entrada não-inversora para a saída. Se a freqüência de corte f_c, do circuito de desvio, for muito menor do que $f_{2(CL)}$, o ganho total de tensão v_{out}/v_{in} estará 3 dB abaixo em

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{20.33}$$

Esta é a freqüência de corte do circuito de desvio.

Acima da freqüência de corte, o ganho de tensão diminui a uma taxa de 20 dB por década, que equivale a 6 dB por oitava. A expressão matemática para o ganho de tensão é

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{CL}}{1 + jf/f_c} \tag{20.34}$$

O filtro ativo da Figura 20.26 permite a passagem de todas as freqüências até a freqüência de corte. Acima desta a resposta de freqüência cai; um filtro como este é chamado de filtro *passa-baixo*. Você pode reconhecer um filtro passa-baixo porque ele tem geralmente um ou mais circuitos de desvio. Uma outra forma de reconhecar um filtro passa-baixo é a presença de fatores $1 + jf/f_c$ no denominador da função de transferência (a fórmula para o ganho de tensão).

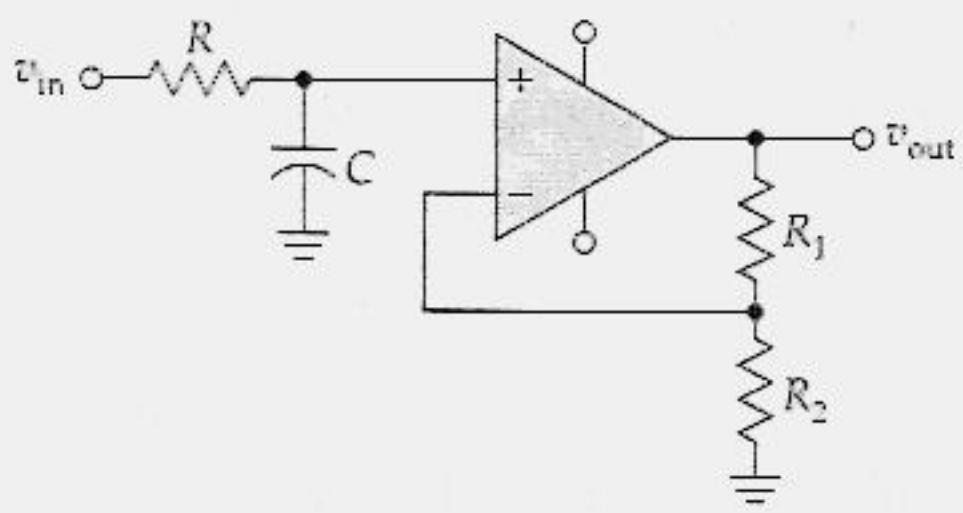


Figura 20.26 Filtro passa-baixo de um pólo.

Freqüentemente você vê a palavra *pólo* sendo utilizada em filtros. Como uma discussão preliminar, um pólo é um circuito de desvio que aparece em um filtro ativo. Por exemplo, o circuito da Figura 20.26 tem um pólo, pois ele tem apenas um circuito

de desvio. Matematicamente, cada pólo em um filtro ativo produz um fator j na função de transferência. Como na Figura 20.26 há apenas um circuito de desvio, a Equação (20.34) tem apenas um fator j.

Filtro Passa-Baixo de Dois Pólos

A Figura 20.27 é um filtro passa-baixo de dois pólos porque ele tem dois circuitos de desvio. O capacitor de realimentação faz parte de um circuito de desvio e o outro capacitor faz parte do outro circuito de desvio. Os dois pólos do circuito modificam a freqüência de corte e a resposta do filtro ativo. Uma análise matemática revela que um ganho de tensão de malha fechada A_{CL} de 1,586 é um valor crítico. Quando o ganho for 1,586, você obterá a resposta mais plana possível na banda média. Essa resposta é chamada de *Butterworth*, ou de resposta maximante plana, e é uma das mais populares.

Como o ganho de tensão de malha fechada precisa ser de 1,586 para se ter uma resposta Butterworth,

$$1{,}586 = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

ou

$$R_1 = 0{,}586R_2$$

Se R_1 = 1 kΩ, então R_2 = 0, 586 kΩ. Utilizando o valor padrão mais próximo, 560 Ω, temos aproximadamente uma resposta maximante plana.

Quando A_{CL} = 1,586, a freqüência de corte será

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{20.35}$$

Um filtro Butterworth de dois pólos como o da Figura 20.27 tem a vantagem de utilizar componentes de valores iguais. Na freqüência de corte, o ganho total de tensão está 3 dB abaixo. Acima da freqüência de corte, o ganho de tensão diminui 40 dB por década, que equivalem a 12 dB por oitava. Esta inclinação diminui duas vezes mais rapidamente do que a anterior. Isto porque temos um filtro de dois pólos, sendo que cada circuito de desvio produz uma queda de 20 dB por década.

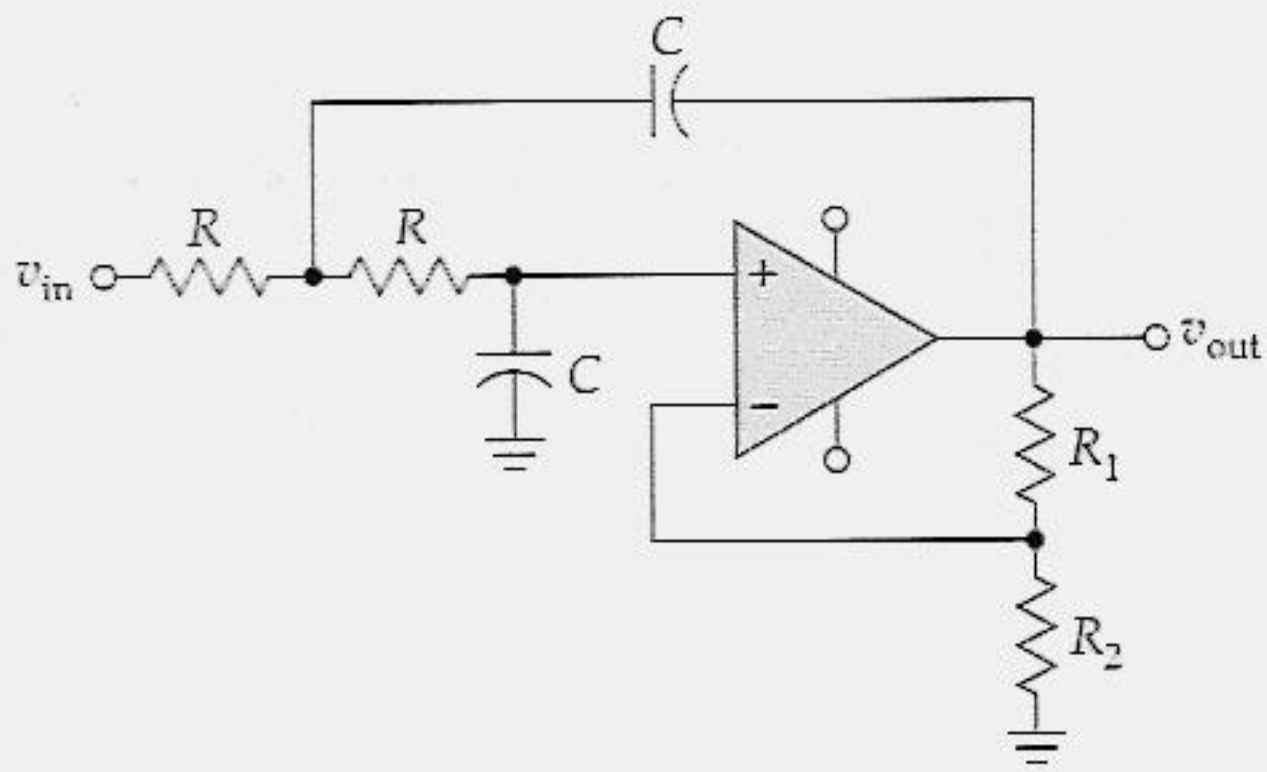


Figura 20.27 Filtro passa-baixo de dois pólos.

Em geral, um filtro de três pólos produz 60 dB por década, um de quatro pólos produz 80 dB por década, e assim por diante. A forma mais simples de construir um filtro passa-baixo de três pólos é conectando em cascata um filtro de um pólo com um de dois pólos. Para manter uma resposta maximante plana, o ganho de tensão de cada seção tem de ser precisamente correto. Tabelas Butterworth estão disponíveis para o projeto de filtros com um número de pólos qualquer. Se você estiver interessado em ler mais a respeito de filtros ativos, veja a seção "Tópicos Opcionais".

Filtros Passa-Altos

Você pode transformar um filtro Butterworth passa-baixo num filtro Butterworth passa-alto usando circuitos de acoplamento em vez de redes de desvio. Neste caso, um pólo é qualquer circuito de acoplamento que aparece no diagrama. A Figura 20.28*a* mostra um filtro passa-alto de um pólo. Em vez de um circuito de desvio, usamos um circuito de acoplamento com uma resistência R e uma capacitância C. Um circuito como esse permite a passagem das freqüências altas, porém bloqueia as freqüências baixas. A freqüência de corte ainda é dada por $1/(2\pi RC)$. Abaixo dessa freqüência, a tensão de saída diminui 20 dB por década..

De forma similar, a Figura 20.28*b* apresenta um filtro passa-alto de dois pólos. Com um filtro como esse, o ganho de tensão está 3 dB abaixo da freqüência de corte. Abaixo da freqüência de corte, o ganho de tensão diminui a uma taxa de 40 dB por década. Novamente, o ganho de tensão na banda média precisa ser ajustado para 1,586 para se obter uma resposta maximante plana na banda de passagem.

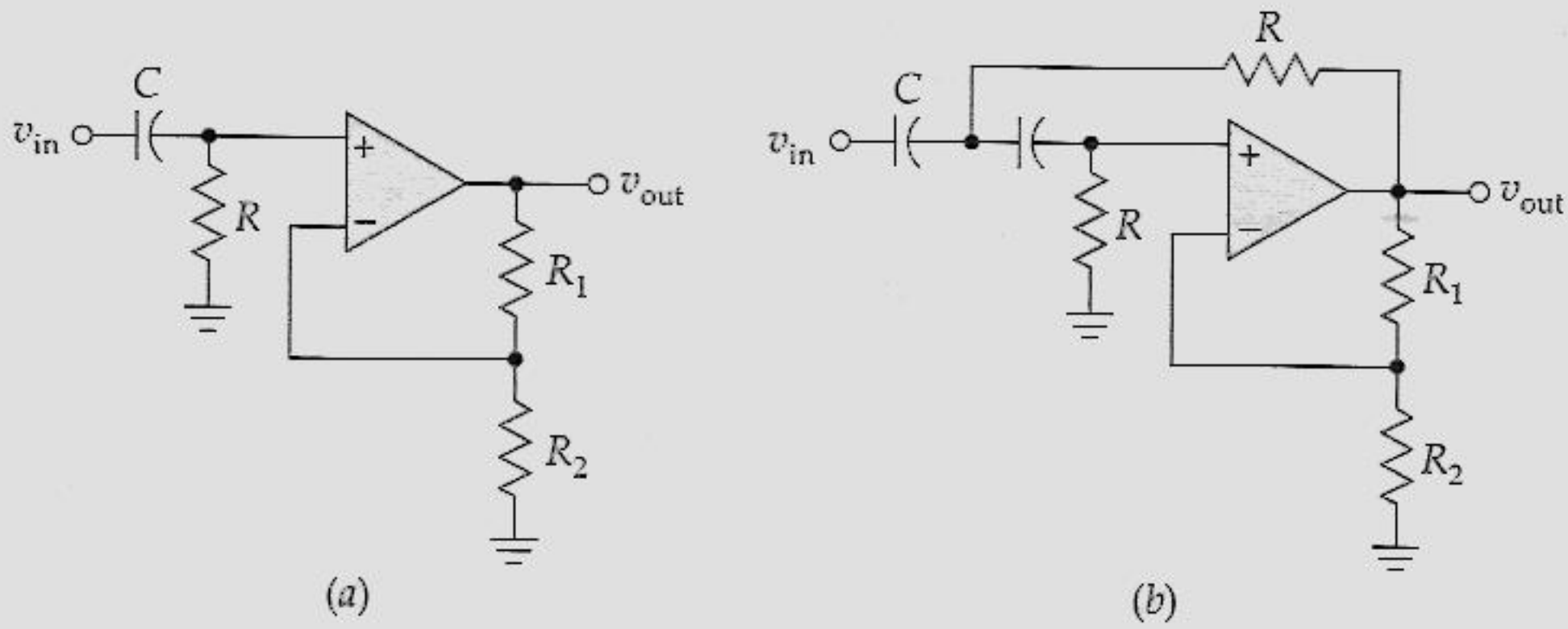


Figura 20.28 (*a*) Filtro passa-alto de um pólo; (*b*) filtro passa-alto de dois pólos.

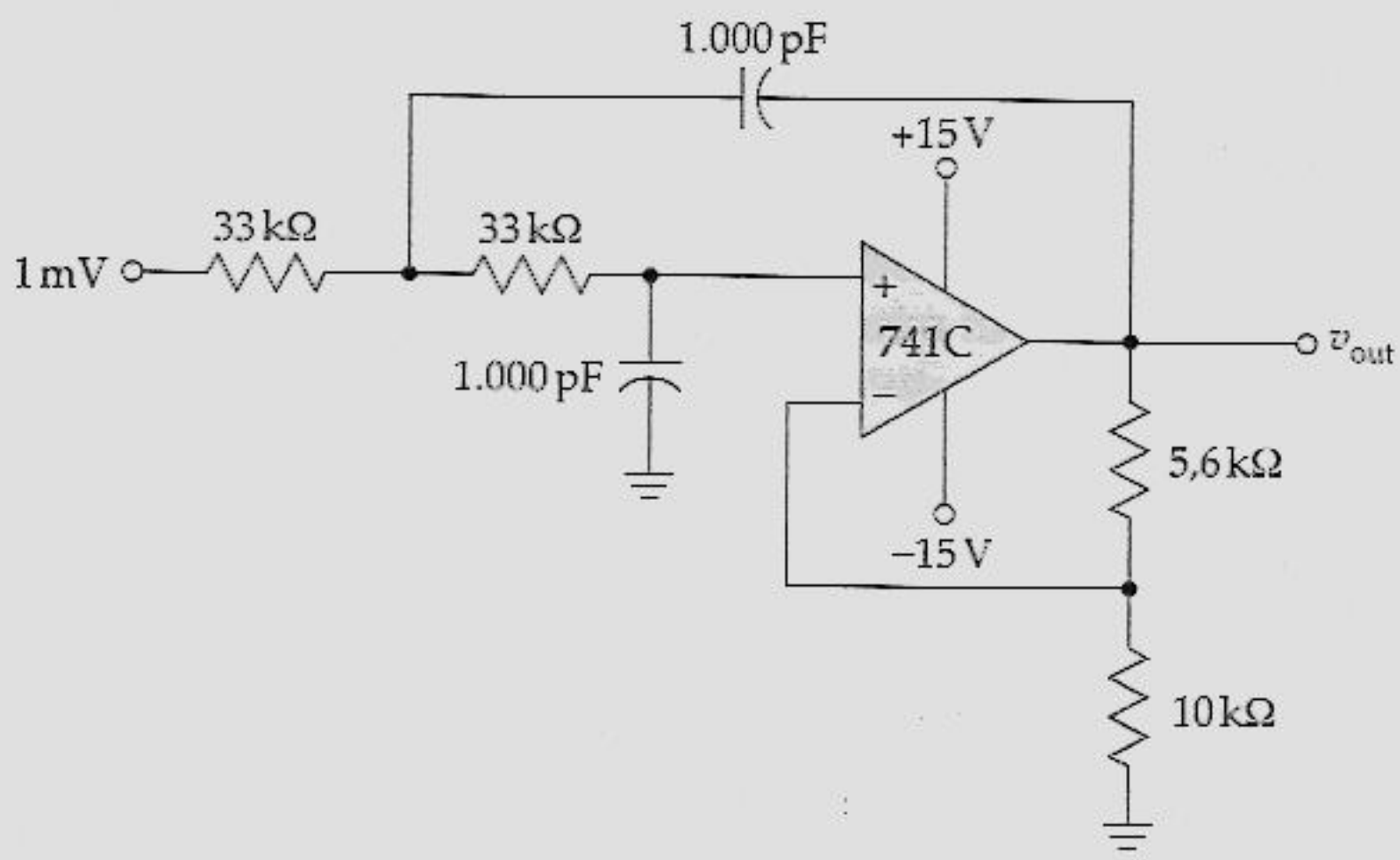


Figura 20.29 Exemplo.

Exemplo 20.12

A Figura 20.29 mostra um filtro de dois pólos. Qual a tensão de saída na banda média? Qual a freqüência de corte?

Solução

O ganho de tensão na banda média é

$$A_{CL} = \frac{5{,}6\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} + 1 = 1{,}56$$

A tensão de saída é

$$v_{out} = 1{,}56(1\ \text{mV}) = 1{,}56\ \text{mV}$$

Observe que o ganho de tensão de 1,56 está muito próximo do valor teórico, 1,586, necessário para a resposta do filtro Butterworth.

A freqüência de corte do filtro é

$$f = \frac{1}{2\pi(33\ \text{k}\Omega)(1.000\ \text{pF})} = 4{,}82\ \text{kHz}$$

Nessa freqüência a tensão de saída estará 3 dB menor, o que significa que

$$v_{out} = 0{,}707(1{,}56\ \text{mV}) = 1{,}1\ \text{mV}$$

Acima de 4,82 kHz, a tensão de saída diminui aproximadamente 40 dB por década.

TÓPICOS OPCIONAIS

20.9 CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO (AGC)

AGC significa controle automático de ganho (AGC é a abreviação da expressão: *automatic gain control*). Em muitas aplicações como em rádio e televisão, desejamos que o ganho de tensão mude automaticamente quando o sinal de entrada mudar. Especificamente, quando o sinal de entrada aumentar, queremos que o ganho de tensão diminua. Dessa forma, a tensão de saída será aproximadamente constante. A razão de se desejar um circuito AGC em um rádio ou televisão é evitar que o sinal de áudio mude abruptamente quando sintonizamos estações diferentes.

AGC de Áudio

A Figura 20.30 mostra um circuito AGC de áudio. Q_1 é um JFET utilizado como uma resistência que varia com a tensão. Para a operação com pequeno sinal com tensões de dreno próximas de zero, o JFET opera na região ôhmica e oferece uma resistência de $r_{ds(on)}$ aos sinais de *ca*. A resistência $r_{ds(on)}$ de um JFET pode ser controlada pela tensão de porta. Quanto mais negativo V_{GS}, maior se torna a $r_{ds(on)}$. Com um JFET como o 2N4861, $r_{ds(on)}$ pode variar de 100 Ω a mais de 10 MΩ. Se R_3 for por volta de 100 Ω, a combinação R_3 e Q_1 funciona como um divisor de tensão cuja saída varia entre $0{,}001v_{in}$

e v_{in}. Portanto, a tensão da entrada não-inversora está entre $0{,}001v_{in}$ e v_{in}, que corresponde a uma faixa de 60 dB. A tensão de saída amplificada é $R_1/R_2 + 1$, vezes essa tensão de entrada.

Na Figura 20.30, a tensão de saída está aclopada à base de Q_2. Para saídas com valores de pico a pico menores do que 1,4 V, Q_2 entrará em corte, pois não estará polarizado. Neste caso, o capacitor C_2 estará descarregado e a porta de Q_1 estará com uma tensão de $-V_{EE}$, que é o suficiente para levar o JFET ao corte. Isto significa que praticamente toda a tensão de entrada chegará à entrada não-inversora. Em outras palavras, uma tensão de saída menor do que 1,4 V de pico a pico significa que o circuito funciona como um amplificador de tensão não-inversor comum com um sinal de entrada máximo.

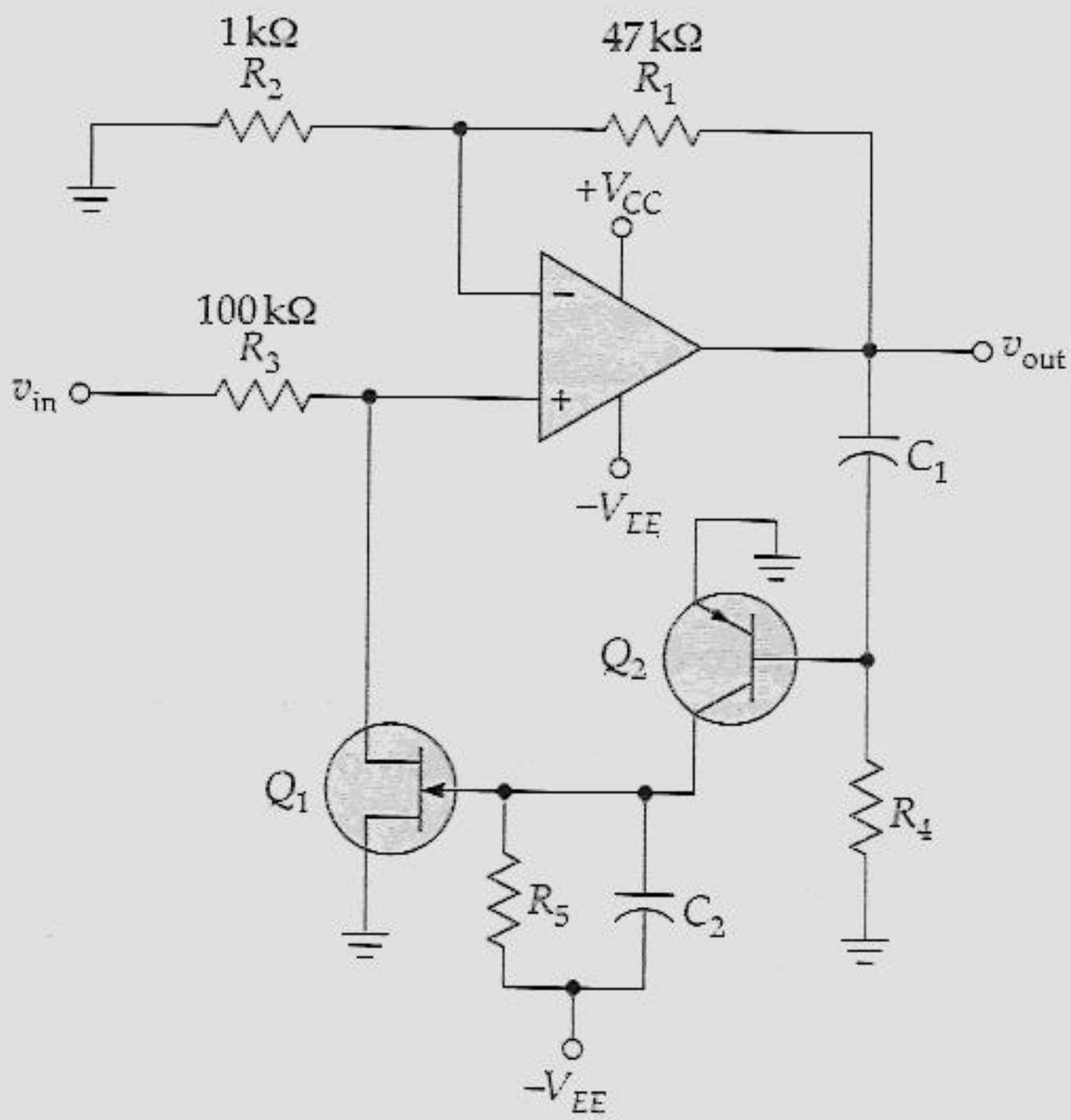


Figura 20.30 Um JFET utilizado como uma resistência que varia com a tensão num circuito AGC.

Quando a saída tiver uma tensão de pico a pico maior do que 1,4 V, Q_2 conduzirá durante parte do semiciclo negativo. Isto carregará o capacitor C_2 e aumentará a tensão da porta acima do nível quiescente de V_{EE}. Quando isto ocorrer, $r_{ds(on)}$ diminuirá. Enquanto isso, a saída do divisor de tensão formado por R_3 e Q_1 diminuirá,

significando que haverá menos tensão na entrada não-inversora. Dizendo de uma outra forma, o ganho de tensão total do circuito diminuirá quando a tensão de pico a pico da saída tiver um valor acima de 1,4 V.

A finalidade principal do circuito AGC é de mudar, à medida que for preciso, o ganho de tensão para manter a tensão de saída aproximadamente constante. Assim, o ganho de tensão diminuirá se a tensão de entrada aumentar, e vice-versa. A razão de se utilizar um circuito AGC é para evitar aumentos súbitos no nível do sinal que sobrecarregam o alto-falante. Se você estiver ouvindo uma estação de rádio, por exemplo, você naõ vai querer que um aumento inesperado no sinal bombardeie seu ouvido. Em resumo, mesmo que a tensão de entrada do circuito da Figura 20.30 varie ao longo de uma faixa de 60 dB, a tensão de saída de pico a pico estará restrita a um valor ligeiramente maior do que 1,4 V.

AGC de Vídeo de Baixo Nível

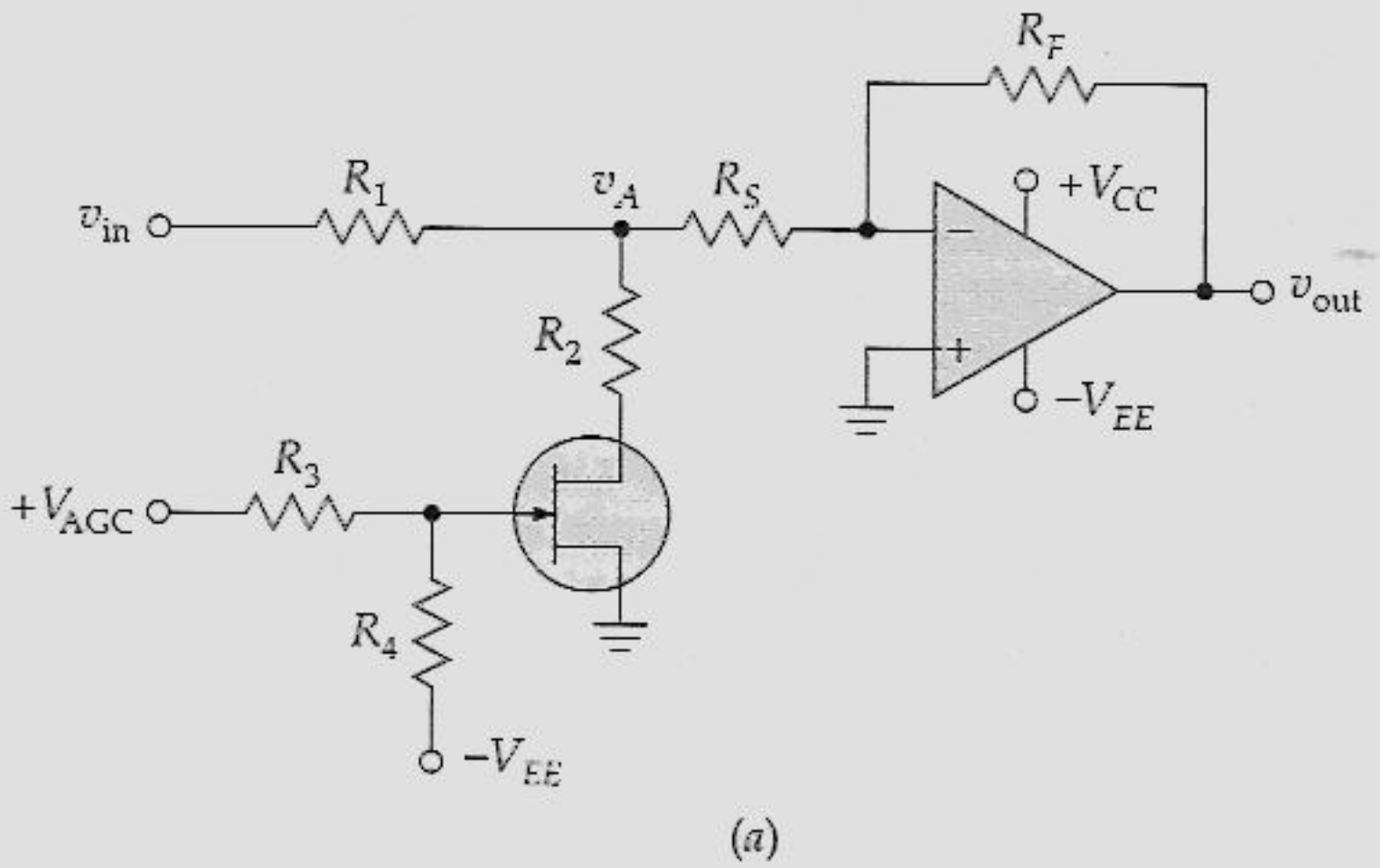
A Figura 20.31*a* mostra uma técnica padrão para o AGC de *vídeo* utilizada para freqüências até 10 MHz. Nesse circuito, o JFET funciona como uma resistência que varia com a tensão. Quando a tensão AGC for zero, o JFET será levado ao corte pela polarização negativa e a sua resistência $r_{ds(on)}$ será máxima. À medida que a tensão AGC aumentar, a resistência $r_{ds(on)}$ do JFET diminuirá. O sinal que alimenta a entrada não-inversora é

$$v_A = \frac{R_2 + r_{ds(on)}}{R_1 + R_2 + r_{ds(on)}} v_{in}$$

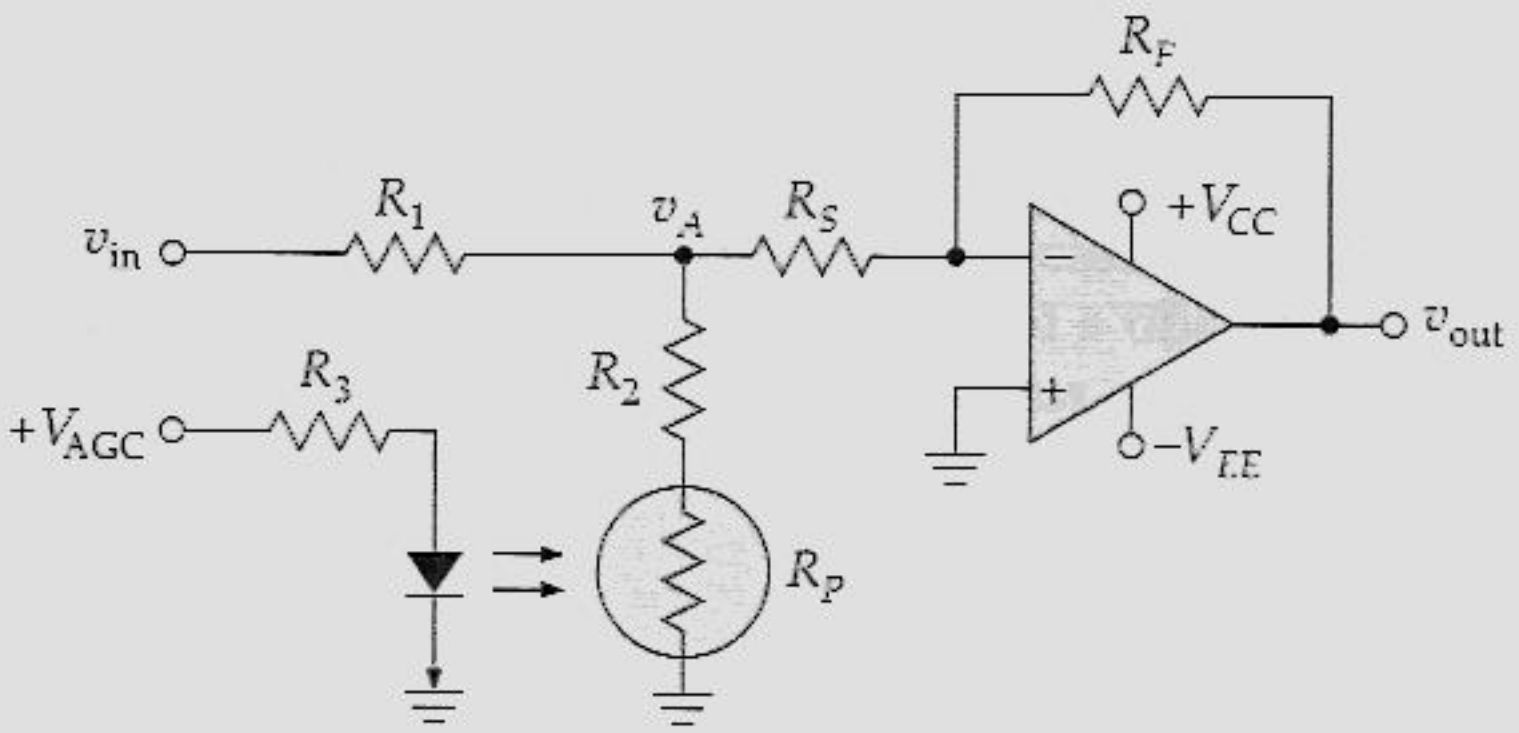
A tensão de saída do amplificador inversor será

$$v_{out} = \frac{R_F}{R_S} v_A$$

Nesse circuito o JFET funciona como uma resistência que varia com a tensão controlada por $+V_{AGC}$. Quanto mais positiva for a tensão AGC, menor será o valor de $r_{ds(on)}$ e mais baixa será a tensão para o amplificador inversor. Isso signifca que a tensão AGC controla o ganho de tensão total do circuito. Com um amp op de banda larga, o circuito funciona bem para sinais com amplitude máxima de aproximadamente 100 mV. Acima desse valor a resistência do JFET se torna uma função do nível do sinal juntamente com a tensão AGC. Este efeito é indesejável porque apenas a tensão AGC deveria controlar totalmente o quadro de tensão.



(*a*)



(*b*)

Figura 20.31 (*a*) AGC de vídeo de baixo nível; (*b*) AGC de vídeo de alto nível.

AGC de Vídeo de Alto Nível

Para sinais de vídeo de alto nível, podemos substituir o JFET por uma combinação de um fotorresistor com um LED, como a mostrada na Figura 20.31*b*. A resistência R_P de fotorresistor diminui à medida que a quantidade de luz aumenta. Portanto, quanto maior a tensão do AGC, mais baixo o valor de R_P. Como foi visto anteriormente, o divisor de tensão da entrada controla a quantidade de tensão que alimenta o amplificador de tensão inversor. Esta tensão é dada por

$$v_A = \frac{R_2 + R_P}{R_1 + R_2 + R_P} v_{in}$$

O circuito pode agüentar tensões de entrada de alto nível de até 10 V, pois a resistência da fotocélula não é afetada por tensões grandes e é somente uma função do V_{AGC}. Observe também que há praticamente uma isolação total entre a tensão do AGC e a tensão de entrada v_{in}.

20.10 FONTE DE CORRENTE HOWLAND

A fonte de corrente da Figura 20.23 produz uma corrente de carga unidirecional. A Figura 20.32 mostra uma fonte de corrente *Howland*; ela pode produzir uma corrente bidirecional. Escrevendo-se quatro equações de circuitos e rearranjando os termos necessários, é possível provar que

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \tag{20.36}$$

A corrente máxima de carga é aproximadamente V_{CC}/R. Uma forma de se ver isto é colocando a carga em curto. Então, a entrada não-inversora será aterrada e teremos um amplificador de tensão inversor padrão com um ganho de tensão de malha fechada de 1. Isto significa que a tensão de saída será igual a v_{in}, onde v_{in} pode ser positiva ou negativa. Como a tensão máxima de saída de um amp op está dentro de 1 ou 2 V de V_{CC}, a corrente máxima através do resistor R embaixo, à direita, será aproximadamente V_{CC}/R. Um circuito como este tem tipicamente uma resistência de carga muito menor do que R.

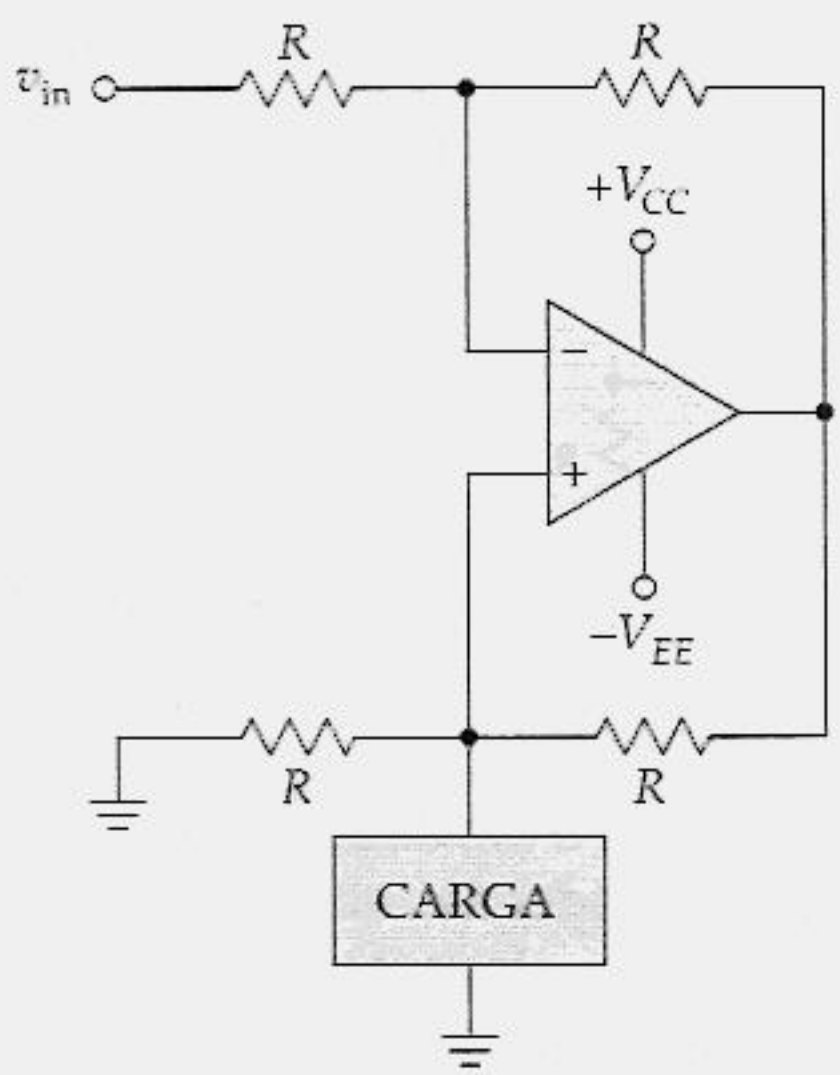


Figura 20.32 A fonte de corrente Howland pode fornecer uma corrente bidirecional.

20.11 MAIS FILTROS ATIVOS

Esta seção continua a discussão sobre os filtros ativos, particularmente sobre os filtros Butterworth. Estes são os filtros que possuem uma resposta maximante plana até a freqüência de corte. Acima da freqüência de corte, a tensão de saída diminui a uma taxa de $20n$ dB por década, onde n é o número de pólos.

Filtro Passa-Baixo de Três Pólos

A forma mais simples de construir um filtro passa-baixo de três pólos é colocar em cascata um filtro de um pólo (primeira seção) com um outro de dois pólos (segunda seção), como mostra a Figura 20.33. O ganho de tensão da primeira seção é opcional; você pode estabelecer o valor que desejar. O ganho de tensão da segunda seção, entretanto, afeta o nivelamento da resposta final. Se mantivermos o ganho de malha fechada em 1,586, então o ganho total estará 6 dB abaixo (3 dB para cada seção) na freqüência de corte. Aumentando ligeiramente o ganho de tensão da segunda seção, podemos compensar esta perda acumulativa do ganho de tensão. Usando uma dedução matemática avançada, podemos provar que um A_{CL} de 2 é o valor crítico necessário para uma resposta maximante plana. Neste caso,

$$R_3 = R_4$$

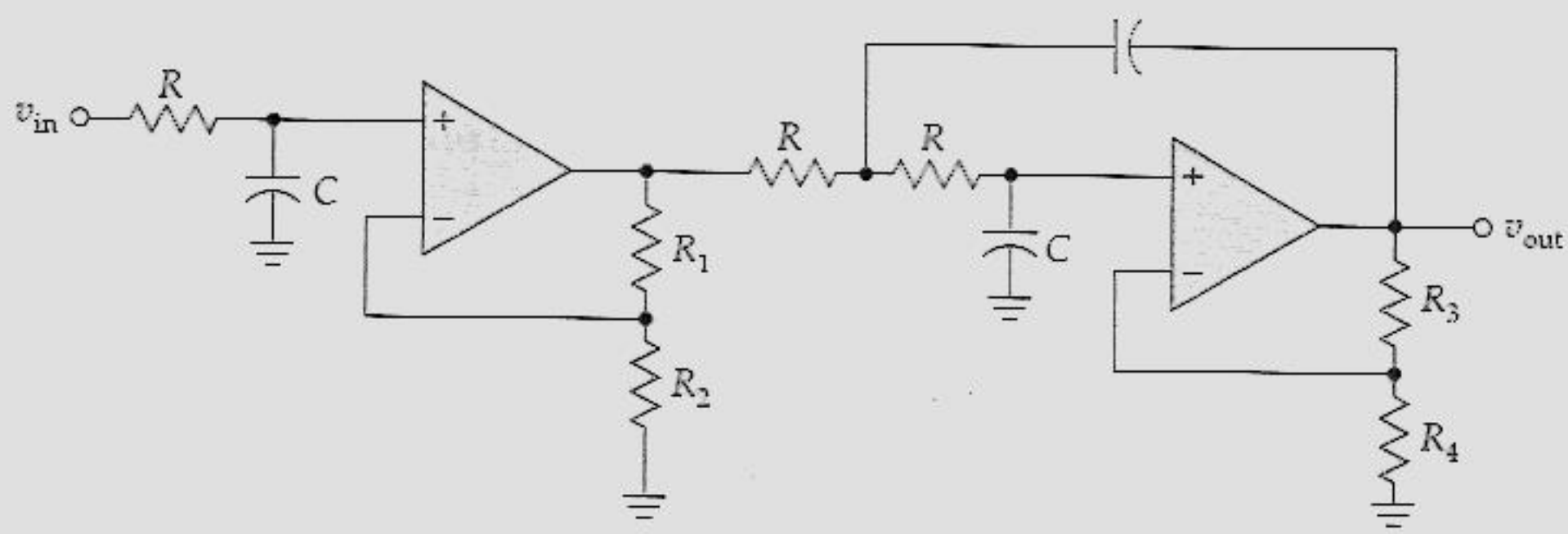


Figura 20.33 Filtro passa-baixo de três pólos.

Quando $A_{CL} = 2$, a freqüência de corte será

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{20.37}$$

onde R e C são a resistência e a capacitância de cada seção. Na freqüência de corte, o ganho de tensão total estará 3 dB abaixo. Acima da freqüência de corte, o ganho de tensão diminuirá a uma taxa de 60 dB por década, equivalente a 18 dB por oitava.

Mais Pólos

A Figura 20.34 mostra um filtro passa-baixo de quatro pólos, com uma conexão em cascata de um filtro de dois pólos com outro filtro de dois pólos. Se tentarmos usar um A_{CL} de 1,586 para as duas seções, o ganho de tensão estará 6dB abaixo na freqüência de corte. Utilizando ganhos diferentes para cada seção, poderemos chegar a um compromisso que produzirá a resposta maximante plana. Uma dedução avançada mostra que você precisa utilizar A_{CL} = 1,152 para a primeira seção e A_{CL} = 2,235 para a segunda seção. Em todos os nossos projetos de filtros Butterworth, a freqüência de corte era dada por $1/(2\pi RC)$.

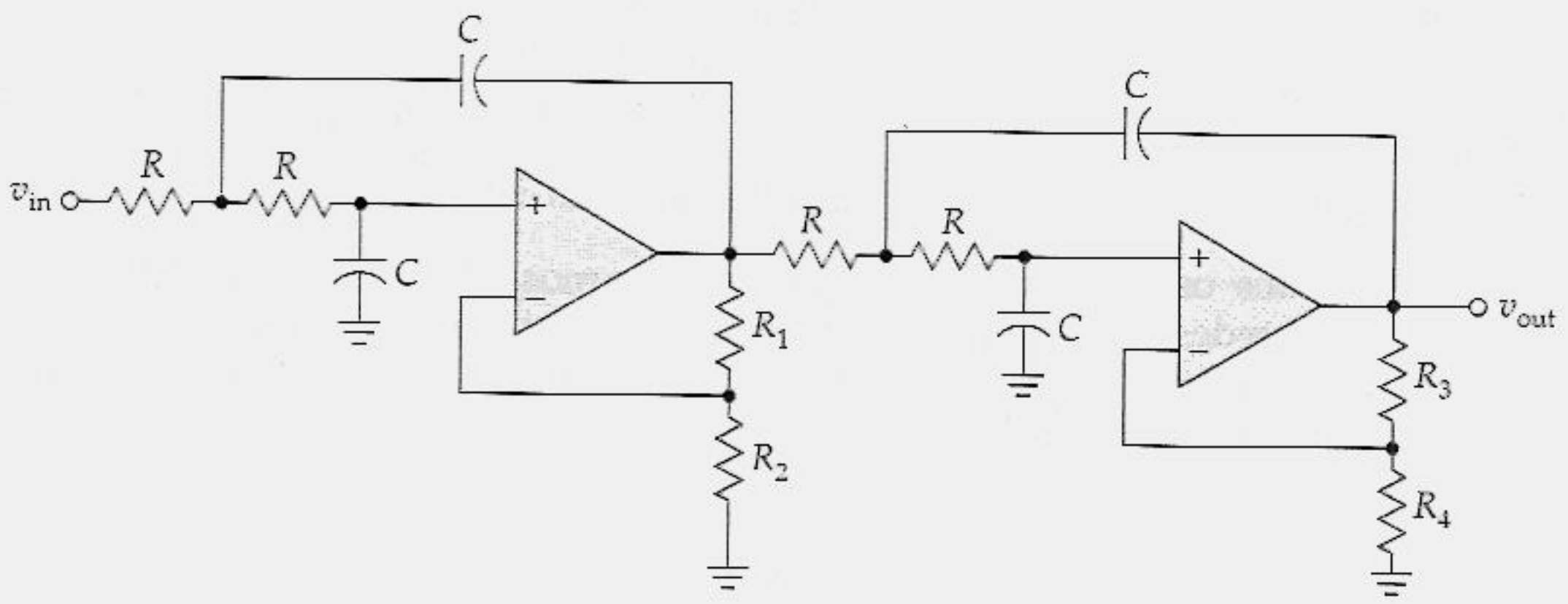


Figura 20.34 Filtro passa-baixo de quatro pólos.

Tabela para Filtros Butterworth

A Tabela 20.2 fornece os ganhos de tensão que você precisa para construir filtros Butterworth passa-baixos. Como está indicado, o filtro de um pólo tem um A_{CL} opcional. Um filtro de dois pólos precisa de um A_{CL} de 1,586, conforme foi discutido anteriormente. Um filtro de três pólos requer duas seções, a primeira com um filtro de pólo com um A_{CL} opcional e a segunda com um filtro de dois pólos com A_{CL} de 2.

Tabela 20.2 Ganhos para os Filtros Butterworth

Pólos	Atenuação (década)	1ª Seção (1 ou 2 pólos)	2ª Seção (2 pólos)	3ª Seção (2 pólos)
1	20 dB	Opcional		
2	40 dB	1,586		
3	60 dB	Opcional	2	
4	80 dB	1,152	2,235	
5	100 dB	Opcional	1,382	2,382
6	120 dB	1,068	1,586	2,482

Um filtro de quatro pólos possui duas seções: a primeira seção é um filtro de dois pólos, com um ganho de 1,152, e a segunda seção é um filtro de dois pólos com um ganho de 2,235. Um filtro de cinco pólos possui três seções, como mostra a Figura 20.35*a*. Conforme está indicado na Tabela 20.2, a primeira seção é um filtro de um pólo com um A_{CL} opcional, a segunda seção é um filtro de dois pólos com um ganho de 1,382 e a terceira seção é um filtro de dois pólos com um ganho de 2,382. Um filtro de seis pólos é uma conexão em cascata de três seções de dois pólos, como mostra a Figura 20.35*b*. Por meio da Tabela 20.2, vemos que a primeira seção precisa de um A_{CL} de 1,068, a segunda de um ganho de 1,586 e a terceira um ganho de 2,482. Este filtro Butterworth produz uma diminuição a uma taxa de 120 dB por década.

Em todos os filtros são utilizados os mesmos valores de resistência e de capacitância nas redes de desvio, que é definitivamente uma conveniência na escolha dos componentes e uma facilidade para a construção. Além disso, a freqüência de corte de 3 dB é sempre a mesma, dada por

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

Filtros Passa-Altos

Você pode transformar um filtro Butterworth passa-baixo num filtro Butterworth passa-alto utilizando circuitos de acoplamento em vez de circuitos de desvio. A freqüência de corte ainda será dada por $1/(2\pi RC)$ e os ganhos de tensão serão os mesmos que os apresentados na Tabela 20.2. Por exemplo, a Figura 20.36 mostra um filtro passa-alto de quatro pólos. Em vez de circuitos de desvio, utilizamos circuitos com resistências R e capacitâncias C. De acordo com a Tabela 20.2, a primeira seção precisa de um A_{CL} de 1,152 e a segunda seção de um A_{CL} de 2,235. Com um filtro como esse, o ganho de tensão estará 3 dB abaixo da freqüência de corte. Abaixo da freqüência de corte, o ganho de tensão diminui a uma taxa de 80 dB por década.

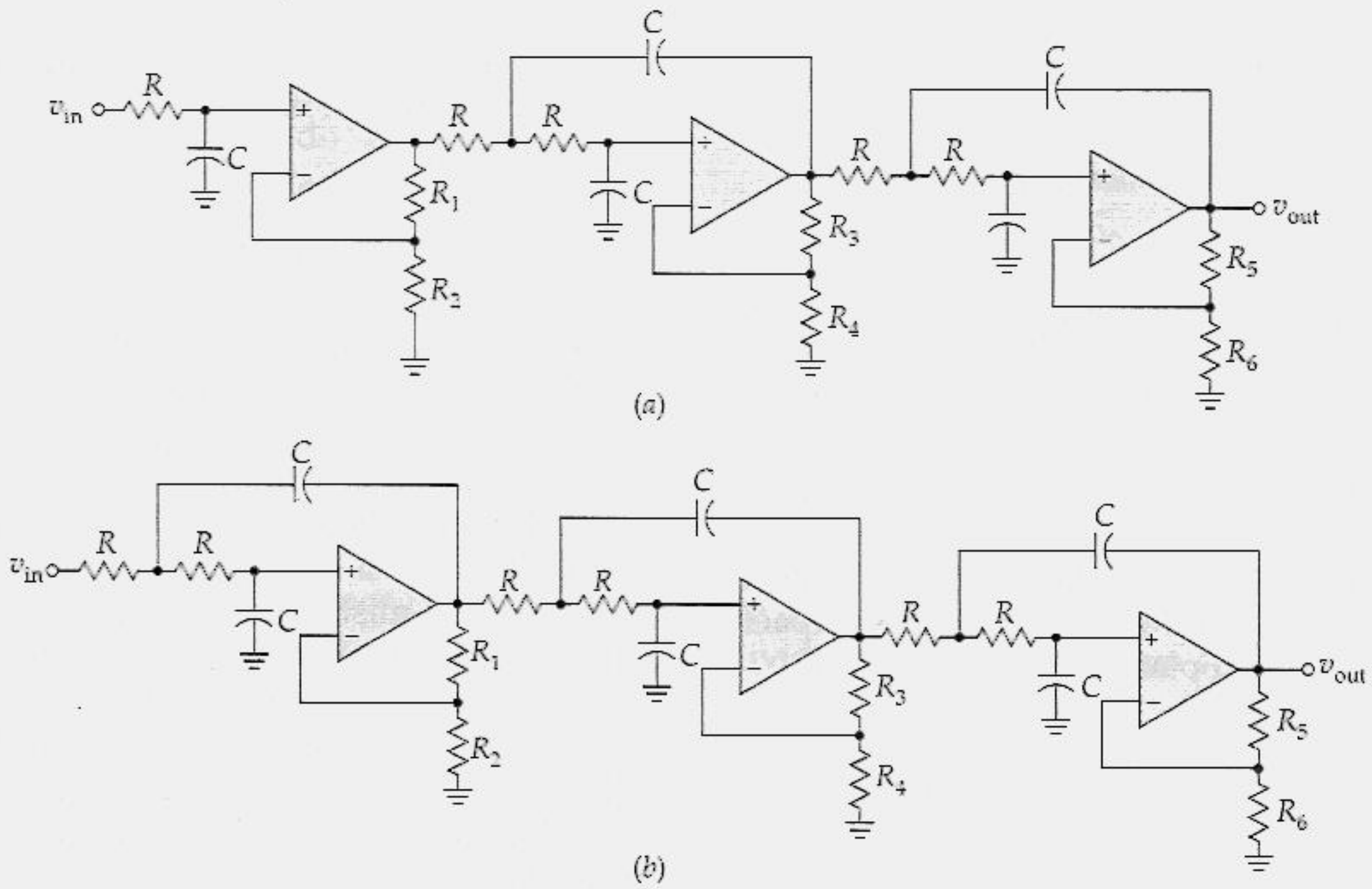


Figura 20.35 Filtros passa-baixos: (*a*) cinco pólos; (*b*) seis pólos.

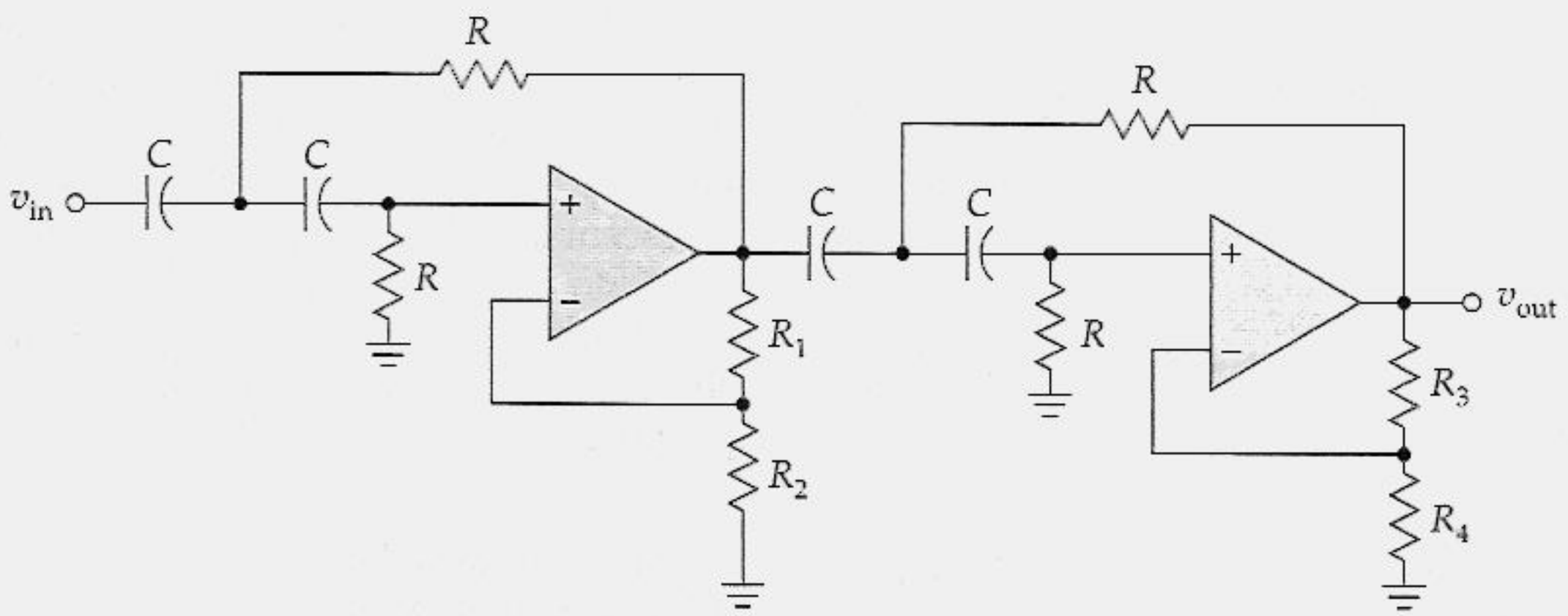


Figura 20.36 Filtro passa-alto de quatro pólos.

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 20.1 Amplificador de Tensão Não-Inversor

Um amplificador com realimentação de tensão não-inversora é aproximadamente um amplificador ideal devido a sua alta impedância de entrada, baixa impedância de saída e ao seu ganho de tensão estável. Se não for necessária uma resposta de freqüência que se estenda até a freqüência zero, você pode usar capacitores de acoplamento e de desvio.

Seção 20.2 Amplificador de Tensão Inversor

Um amplificador de tensão inversor é uma combinação de um resistor em série com um conversor corrente-tensão. Devido ao resistor em série R_S, a fração da realimentação varia e algumas das propriedades da realimentação mudam. Nesse circuito, toda a corrente de entrada passa através de R_S e R_F. Por isso é que o ganho de malha fechada é igual a R_F/R_S.

Seção 20.3 Circuitos Inversores com Amp Op

As vantagens de um amplificador inversor de tensão são: seu ganho de tensão estável e sua impedância de entrada controlável. O seu circuito básico nos permite chegar a uma variedade de projetos úteis tais como: inversor chaveável, amplificador com largura de banda ajustável, inversor com alimentação simples, inversor ajustável e inversor/não-inversor ajustável.

Seção 20.4 Amplificador Somador

Uma outra importante vantagem do amplificador inversor de tensão é a sua capacidade de amplificar mais de um sinal de cada vez. Um somador é um amplificador inversor com diversas entradas, cada uma com ganho de tensão unitário. Um misturador de sinais (*mixer*) representa uma forma adequada de misturar dois sinais de fontes diferentes. O resistor ajustável nos permite determinar o nível de cada entrada e o controle de ganho nos permite ajustar o volume de saída.

Seção 20.5 Reforçadores (*Boosters*) de Corrente para Amplificadores de Tensão

A máxima corrente de saída de um amp op típico é limitada. Se a carga necessitar de uma corrente que seja maior do que o amp op pode fornecer, você poderá acrescentar um transistor de potência na saída do amp op. O ganho de corrente desse transistor aumentará a máxima corrente de carga que esse circuito pode produzir.

Seção 20.6 Fontes de Corrente Controladas por Tensão

Os amps op nos permitem construir fontes de corrente práticas. A maioria dos projetos é basicamente de conversores

tensão-corrente. Uma tensão de entrada controla a corrente de saída. Devido à realimentação negativa, a razão de i_{out} por v_{in} é uma constante. Quando o circuito está operando normalmente, a resistência de carga não tem efeito na corrente de saída. Isto é equivalente a dizer que a resistência de carga é acionada por uma fonte de corrente quase ideal.

Seção 20.7 Amplificadores Diferencial e de Instrumentação

Com resistores externos, os amps op podem ser utilizados como amplificadores com um ganho de tensão estável. Um amplificador de instrumentação é um amplificador diferencial otimizado para ter uma alta impedância de entrada e uma alta CMRR. Eles são utilizados tipicamente em aplicações em que uma pequena tensão diferencial e uma grande tensão em modo comum são as entradas.

Seção 20.8 Filtros Ativos

Os amps op podem ser utilizados na construção de filtros. O filtro passa-baixo permite a passagem de todas as freqüências, a partir de zero até a freqüência de corte. Um filtro passa-alto permite a passagem de todas as freqüências, a partir da freqüência de corte até o infinito. O número de pólos em um filtro ativo é igual ao número de circuitos de acoplamento ou de desvio. Cada pólo produz uma diminuição ou atenuação de 20 dB por década.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 20.6 Corrente de Entrada

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_S}$$

Essa é a equação da corrente de entrada de um amplificador de tensão inversor. Você pode se lembrar dela imaginando um terra virtual na entrada inversora. Logo, a resistência em série aparece aterrada em uma extremidade. Como v_{in} é aplicada a outra extremidade, a corrente de entrada é igual à tensão de entrada dividida pela resistência em série.

Equação 20.8 Ganho de Tensão do Amplificador Inversor

$$A_{CL} = \frac{R_F}{R_S}$$

Essa é a equação do ganho de tensão de malha fechada de um amplificador de tensão inversor. Ela é fácil de ser lembrada porque a corrente de entrada circula através dos dois resistores. Devido ao terra virtual, o ganho de tensão é a razão entre resistências.

Equação 20.12 Largura de Banda do Amplificador Inversor

$$f_{2(CL)} = (1 + AB)f_2$$

Essa equação é idêntica para todos os tipos de realimentação negativa. A única diferença de um circuito para outro é o valor de B. Se você tiver de se lembrar de

uma equação para a largura de banda, esta deve ser a equação a ser lembrada por causa de sua aplicação universal.

Equação 20.13 Largura de Banda do Amplificador Inversor

$$f_{2(CL)} = Bf_{\text{unity}}$$

Quando AB for muito maior do que 1, essa equação poderá ser utilizada para encontrar a largura de banda de malha fechada de um amplificador inversor de tensão. A equação informa que a largura de banda de malha fechada é igual à fração de realimentação vezes a f_{unity} do amp op.

Equação 20.14 Produto Ganho-Largura de Banda do Amplificador Inversor

$$A_{CL}f_{2(CL)} = \frac{A_{CL}}{A_{CL} + 1} f_{\text{unity}}$$

Essa equação fornece o produto ganho-largura de banda de malha fechada de um amplificador de tensão inversor. Como você pode ver, este produto não é uma constante, pois ele depende do valor de A_{CL}. A equação mostra que o produto ganho-largura de banda diminui quando o ganho de tensão de malha fechada se torna menor.

Equação 20.15 Produto Ganho-Largura de Banda do Amplificador Inversor

$$A_{CL}f_{2(CL)} = f_{\text{unity}}$$

Esta aproximação da equação anterior é válida quando A_{CL} for maior do que 1. Por exemplo, se A_{CL} for maior do que 10, você poderá utilizar esta aproximação com um erro menor do que 10%. A equação informa que o produto ganho-largura de banda de malha fechada é igual a f_{unity} do amp op. Esse resultado é idêntico ao da equação do amplificador de tensão não-inversor.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. Em um circuito linear com amp op, o(s)
   a) Sinais são sempre ondas senoidais
   b) Amp op nunca satura
   c) Valor da impedância de entrada é idealmente infinito
   d) Produto ganho-largura de banda é constante

2. Em um amplificador *ca* que utiliza amp op com capacitores de acoplamento e desvio, a tensão de compensação de saída é
   a) Zero *c*) Máxima
   b) Mínima *d*) Não altera

3. Para utilizar um amp op com capacitores de acoplamento e de desvio, você precisa pelo menos de
   a) Uma tensão de alimentação
   b) Duas tensões de alimentação
   c) Um capacitor de acoplamento
   d) Um capacitor de desvio

4. Idealmente, um amplificador de áudio amplifica sinais com freqüências de
   a) 2 Hz a 2 kHz
   b) 20 Hz a 20 kHz
   c) 200 Hz a 200 kHz
   d) 20 Hz a 200 kHz

5. O terra virtual de um circuito amp op
   a) Não tem tensão zero
   b) Não drena corrente
   c) É sempre positivo
   d) É o mesmo que o terra *ca*

6. A corrente de entrada de um amplificador inversor de tensão circula
   a) Através do resistor em série
   b) Para dentro da entrada inversora
   c) Para o terra
   d) Através do resistor de carga

7. A corrente de entrada de um amplificador inversor de tensão é igual à tensão de entrada dividida pela
   a) Resistência em série
   b) Impedância de entrada do amp op
   c) Resistência de realimentação
   d) Resistência de carga

8. A tensão de saída de um amplificador inversor de tensão é igual à corrente de entrada vezes a
   a) Resistência em série
   b) Impedância de entrada do amp op
   c) Resistência de realimentação
   d) Resistência de carga

9. Um somador é um circuito amp op que
   a) Soma as tensões de entrada para obter a tensão de saída
   b) Mistura os dois sinais de áudio
   c) Funciona melhor no horário de verão
   d) Utiliza transistores

10. O ganho de tensão de malha fechada de um amplificador inversor de tensão é igual à
    a) Razão da resistência de carga pela resistência de realimentação
    b) Resistência de realimentação dividida pela resistência de carga
    c) Resistência de realimentação dividida pela resistência em série
    d) Resistência em série dividida pela resistência de realimentação

11. A impedância de saída de malha fechada de um amplificador inversor de tensão é
    a) Idealmente infinita
    b) Idealmente zero
    c) Igual a z_{out} do amp op
    d) Igual à resistência em série

12. A impedância de entrada de malha fechada de um amplificador inversor de tensão é
    a) Idealmente infinita
    b) Idealmente zero
    c) Igual a z_{out} do amp op
    d) Igual à resistência em série

13. Em uma fonte de corrente controlada com amps op, o circuito funciona como um
    a) Amplificador de tensão
    b) Conversor corrente-tensão
    c) Conversor tensão-corrente
    d) Amplificador de corrente

14. A largura de banda de malha fechada de um amplificador inversor de tensão é igual a f_{unity} vezes
    a) $1 + AB$
    b) A
    c) B
    d) A_{CL}

15. O produto ganho-largura de banda de um amplificador inversor de tensão é
    a) Constante
    b) Constante quando AB for muito maior do que 1
    c) Constante quando A_{CL} for muito maior do que 1
    d) Igual a f_2

16. Um amplificador de instrumentação tem um(a) alto(a)
    a) Impedância de saída
    b) Ganho de potência
    c) CMRR
    d) Tensão de alimentação

17. Uma resistência equivalente a $R_S \parallel R_F$ pode ser utilizada como um retorno *cc* na entrada não-inversora de um amplificador inversor de tensão para reduzir a(o)
a) Largura de banda
b) Tensão de saída
c) Ganho de tensão de malha fechada
d) Tensão de compensação de saída

18. A distorção de malha fechada de um amplificador inversor de tensão é
a) Idealmente zero
b) Maior do que a distorção de malha aberta
c) Menor do que a distorção de malha aberta
d) Estável

19. Um filtro passa-baixo
a) Permite a passagem de freqüências altas
b) Bloqueia as freqüências baixas
c) Permite a passagem de tensão *cc*
d) Bloqueia a passagem de tensão *cc*

20. Um filtro passa-alto
a) Bloqueia as freqüências altas
b) Permite a passagem de freqüências baixas
c) Bloqueia a passagem de tensão *cc*
d) Permite a passagem de tensão *cc*

21. Acima da freqüência de corte de um filtro passa-baixo de dois pólos, a tensão de saída diminui a uma taxa de
a) 20 dB por década
b) 40 dB por década
c) 60 dB por década
d) 80 dB por década

22. Abaixo da freqüência de corte de um filtro passa-baixo de quatro pólos, a tensão de saída diminui a uma taxa de
a) 20 dB por década
b) 40 dB por década
c) 60 dB por década
d) 80 dB por década

23. Um filtro passa-baixo de dois pólos tem uma freqüência de corte de 20 kHz. Na freqüência de 2 MHz, a tensão de saída cai
a) 20 dB
b) 40 dB
c) 60 dB
d) 80 dB

24. Um reforçador de corrente na saída de um amp op aumenta o valor máximo permitido para a corrente de carga por um fator de
a) A_{CL}
b) β_{cc}
c) f_{unity}
d) R_F/R_S

25. Quando um amp op não está saturado, as duas tensões de entrada são
a) Idealmente iguais
b) Exatamente iguais
c) Diferentes
d) Praticamente iguais

26. Quando um amp op está saturado, as duas tensões de entrada geralmente são
a) Idealmente iguais
b) Exatamente iguais
c) Diferentes
d) Praticamente iguais

27. A corrente que circula para dentro da entrada inversora de um amp op é
a) Idealmente zero
b) Igual à corrente de entrada
c) Igual à corrente de carga
d) Grande

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 20.1 Amplificador de Tensão Não-Inversor

20.1 Qual a tensão de saída na banda média do circuito da Figura 20.37? Qual a freqüência crítica superior de malha fechada? E as três freqüências críticas inferiores?

20.2 O JFET da Figura 20.38 tem $V_{GS(off)} = -4$ V e uma resistência de dreno de 30 Ω quando está em condução. Qual a mínima tensão de saída do circuito? E a máxima?

20.3 O resistor da Figura 20.37 tem uma tolerância de ± 5%. Qual a tensão de saída na banda média do circuito da Figura 20.37?

20.4 Qual a largura de banda de malha fechada do circuito da Figura 20.38?

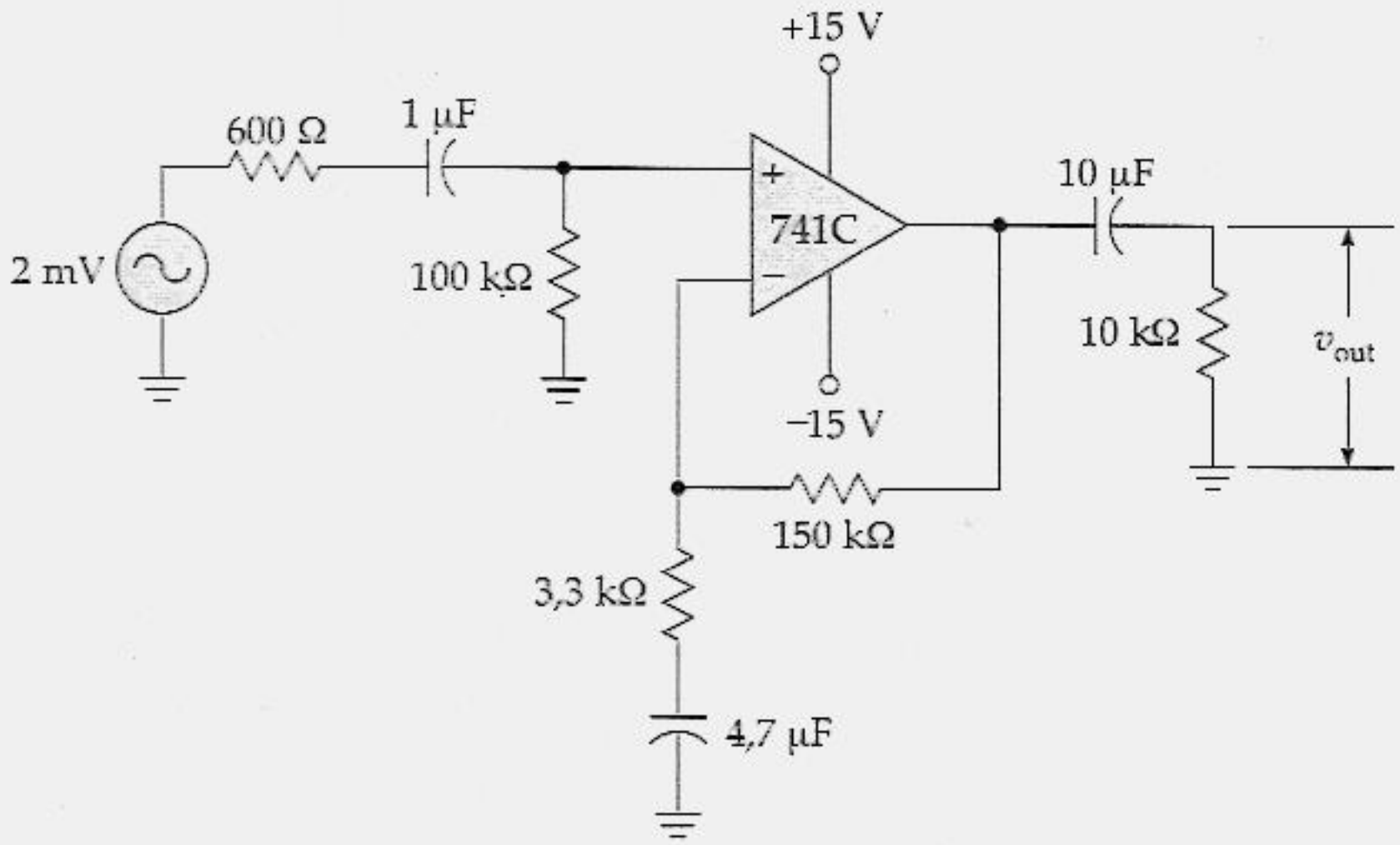


Figura 20.37

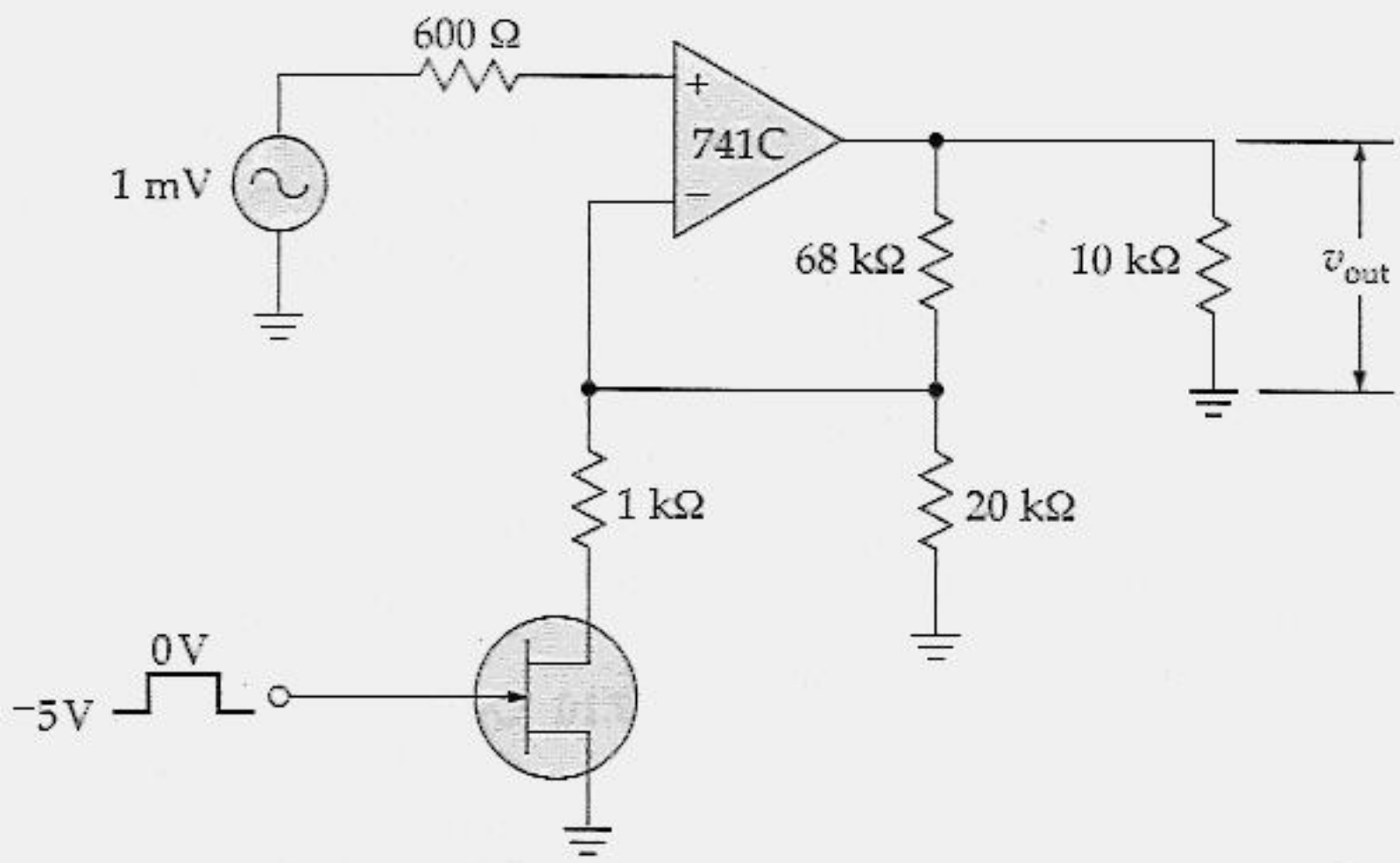


Figura 20.38

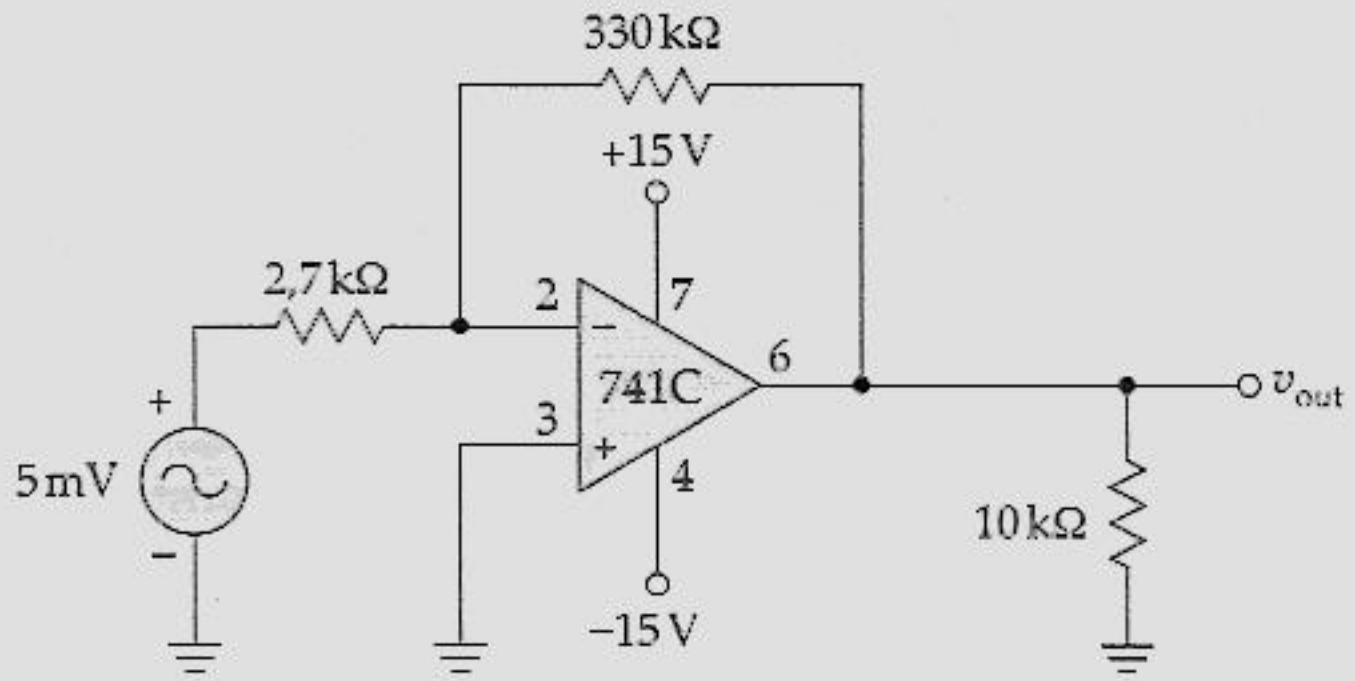


Figura 20.39

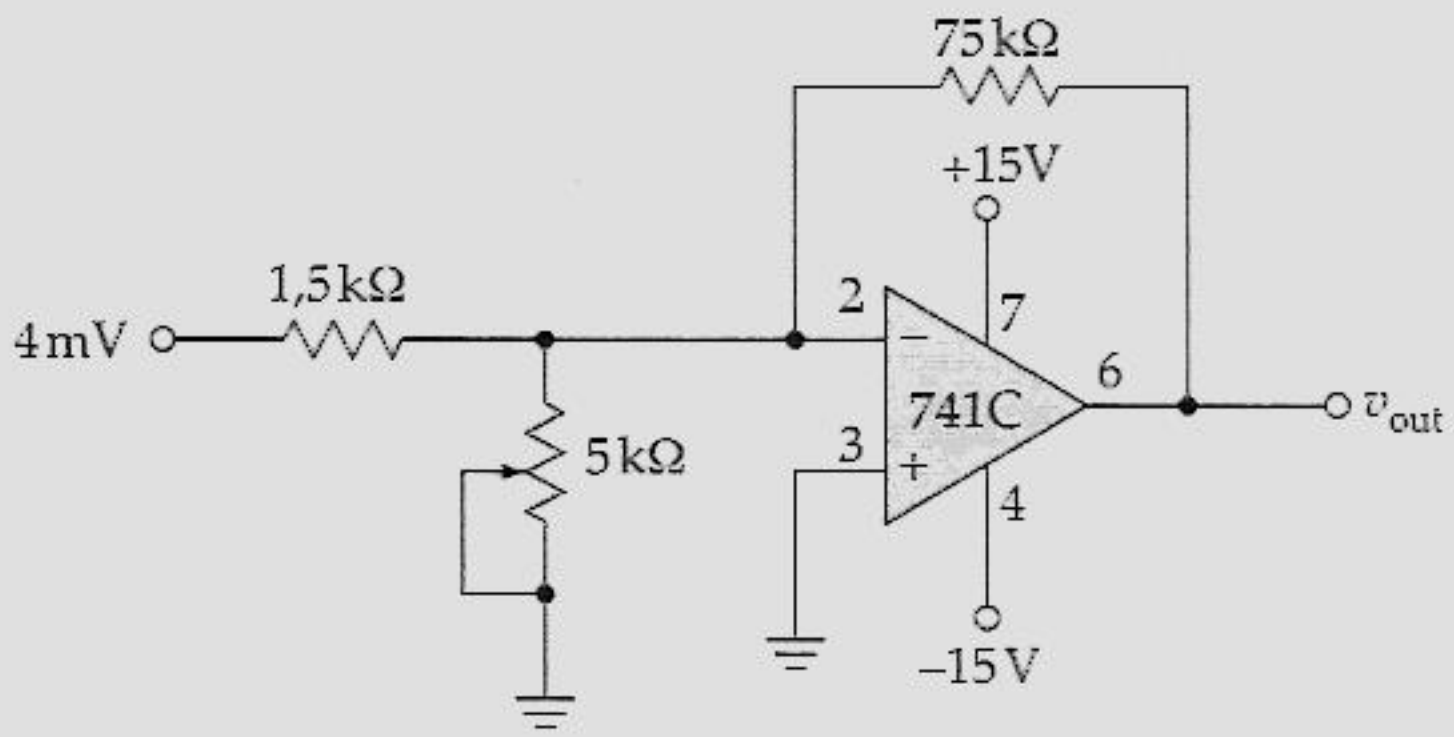


Figura 20.40

Seção 20.2 Amplificador de Tensão Inversor

20.5 Calcule a tensão de saída, a impedância de entrada de malha fechada e a largura de banda de malha fechada do circuito da Figura 20.39. O 741C tem uma f_{unity} de 1 MHz.

20.6 Os resistores do circuito da Figura 20.39 têm uma tolerância de ± 5%. Qual a tensão de saída na banda média desse circuito?

20.7 Para obter uma tensão de saída de 0,5 V no circuito da Figura 20.39, que alteração você pode fazer em um dos resistores?

20.8 Qual a tensão de compensação de saída no circuito da Figura 20.39? O 741C tem como correntes de polarização e compensação de entrada 80 nA e 20 na.

Seção 20.3 Circuitos Inversores com Amp Op

20.9 Qual a tensão de saída e a largura de banda do circuito da Figura 20.40?

20.10 Qual a tensão de saída na banda média do circuito da Figura 20.41? Encontre a freqüência crítica do capacitor de acoplamento de entrada, do capacitor de acoplamento de saída e do capacitor de desvio na entrada não-inversora.

20.11 Se o potenciômetro for substituído por um de 10 kΩ na Figura 20.40, o que acontece com a tensão de saída e com a largura de banda?

20.12 Considere que os valores de todas as resitências da Figura 20.41 sejam dobrados. Encontre as freqüências críticas do capacitor de acoplamento de entrada, do capacitor de acoplamento de saída e do capacitor de desvio na entrada não-inversora.

Seção 20.4 Amplificador Somador

20.13 Qual a tensão de saída do circuito da Figura 20.42?

20.14 As duas entradas do circuito da Figura 20.42 são alteradas de 3 mV e 1 mV para 2 mV e 4 mV. Qual a tensão de saída?

20.15 Qual a tensão de saída do circuito da Figura 20.42 se o valor do resistor de 30 kΩ for dobrado?

Seção 20.5 Reforçadores (*Boosters*) de Corrente para Amplificadores de Tensão

20.16 Um amp op tem uma corrente máxima de saída de 30 mA. Se um reforçador de corrente com um ganho de corrente de 80 for usado, qual o novo valor da corrente máxima de saída?

20.17 Na Figura 20.43, $\beta_{cc} = 100$ para o transistor. Se v_{in} = 100 mV, qual a tensão de saída? E a corrente de carga?

20.18 Se a resistência de carga da Fig. 20.43 for reduzida para zero, qual será a corrente de base? E a corrente de carga?

Seção 20.6 Fontes de Corrente Controladas por Tensão

20.19 Qual a corrente de carga do circuito da Figura 20.44*a*?

20.20 Calcule a corrente de saída do circuito da Figura 20.44*b*. Além disso, calcule o valor da tensão na carga.

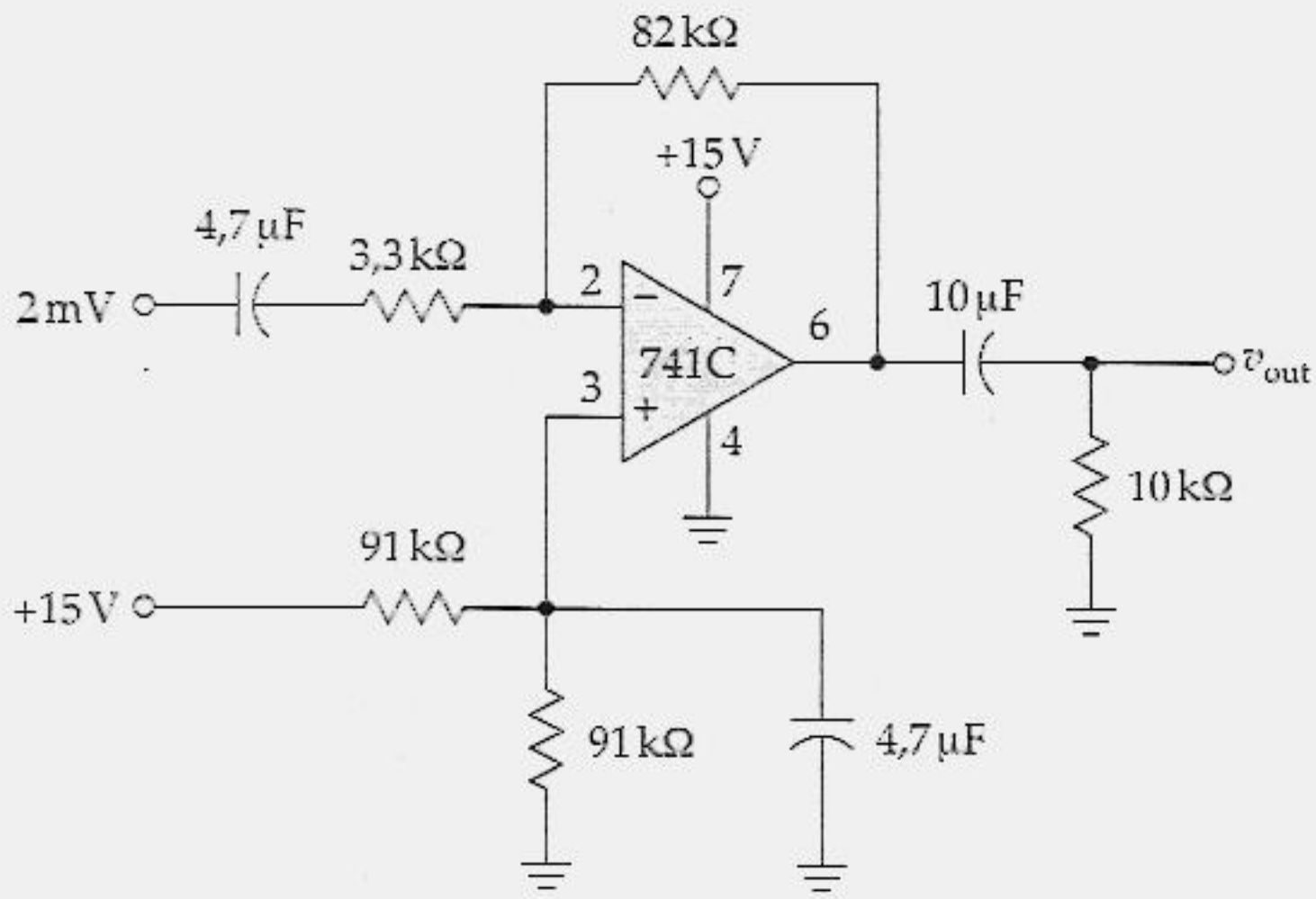


Figura 20.41

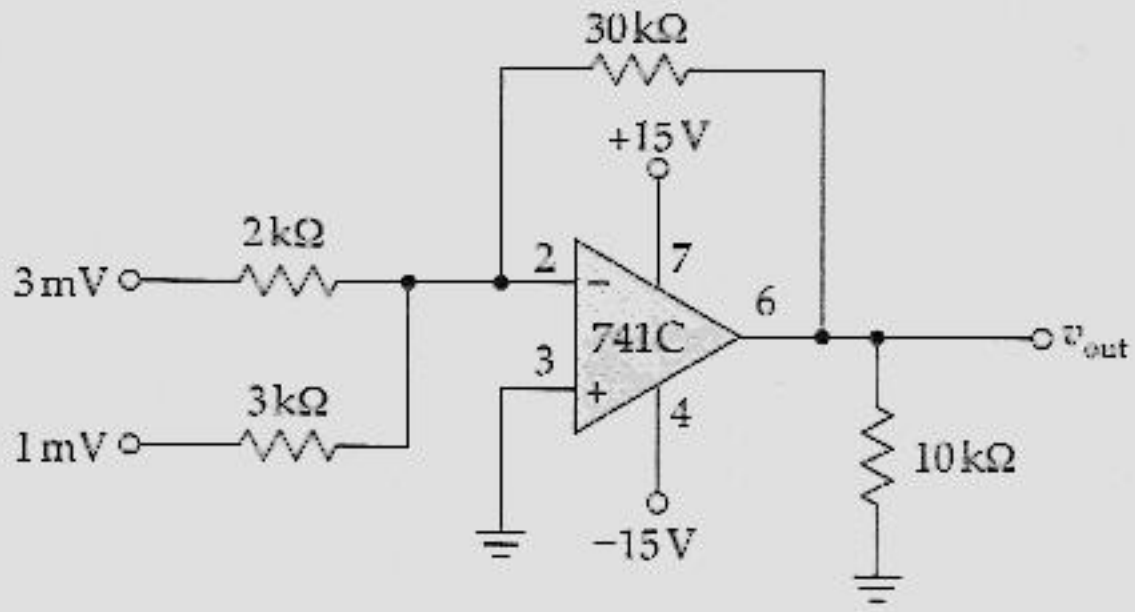


Figura 20.42

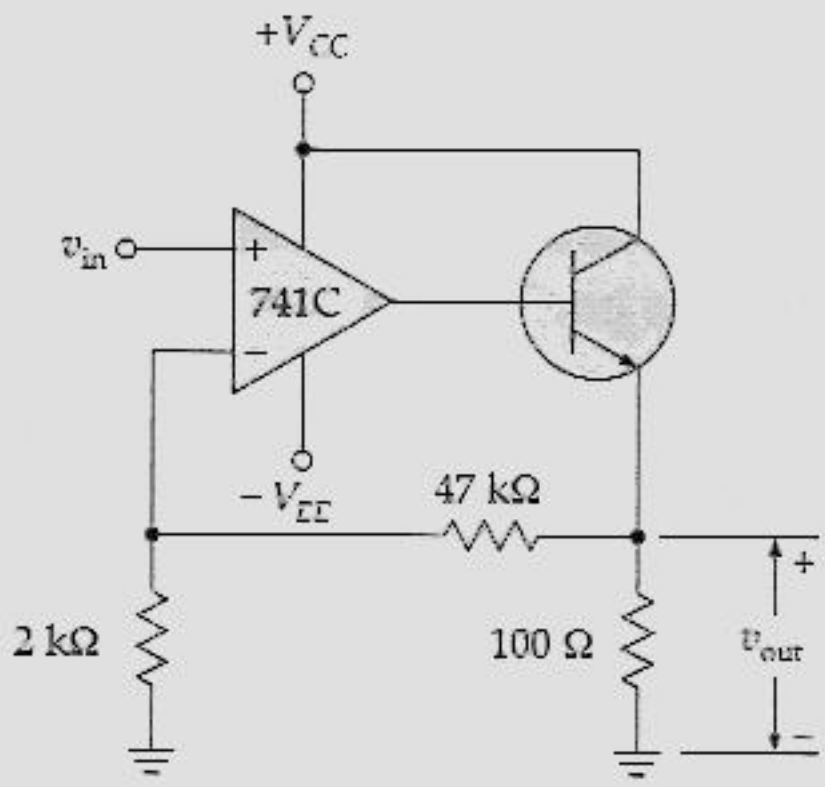


Figura 20.43

20.21 Qual a mínima resistência de carga que podemos utilizar no circuito da Figura 20.44*b* sem que o transistor sature?

20.22 O que você pode fazer no circuito da Figura 20.44*a* para produzir uma corrente de carga de 1 mA?

20.23 O que você pode fazer no circuito da Figura 20.44*b* para produzir uma corrente de carga de 5 mA?

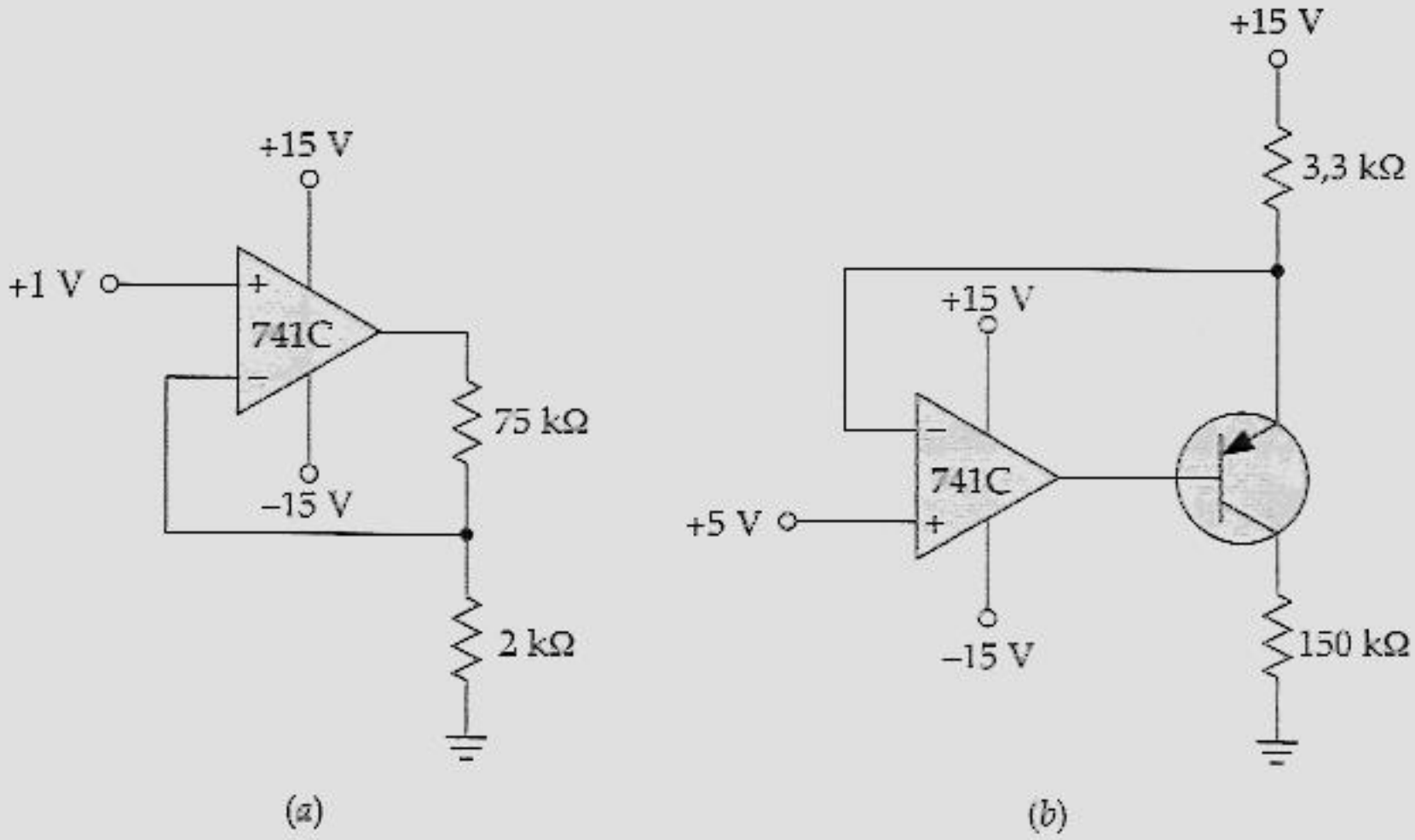


Figura 20.44

Seção 20.8 Filtros Ativos

20.24 A Figura 20.45 mostra um filtro de dois pólos. Qual a tensão de saída na banda média? E a freqüência de corte?

20.25 Considere que os valores de todas as resitências da Figura 20.45 sejam dobrados. Qual a tensão de saída na banda média? E a freqüência de corte?

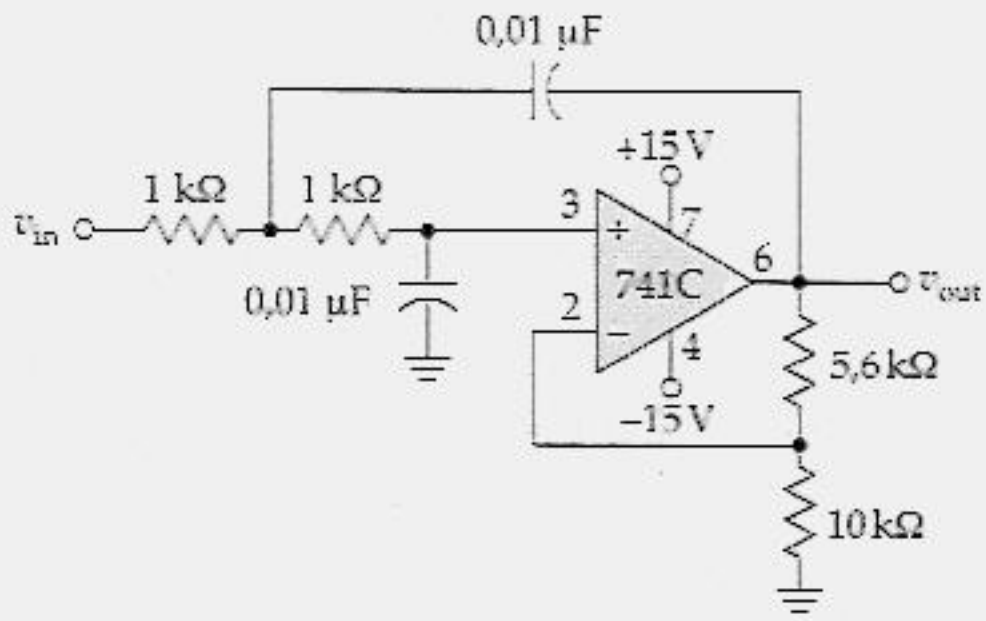


Figura 20.45

PROBLEMAS PARA ANÁLISE DE DEFEITOS

20.26 Se você medisse um ganho de tensão por volta de 46 dB no circuito da Figura 20.46, qual das seguintes alternativas seria uma possível causa?

a) Sem tensão de alimentação
b) Capacitor de desvio no emissor aberto
c) Capacitor de desvio de realimentação aberto
d) Transistor aberto

20.27 O que tipicamente aconteceria com a tensão de saída do circuito da Figura 20.47 se o resistor de 10 kΩ abrisse?

20.28 Para uma v_{in} de 5 V no circuito da Figura 20.47, não há corrente através da carga. Cite, pelo menos, três causas possíveis.

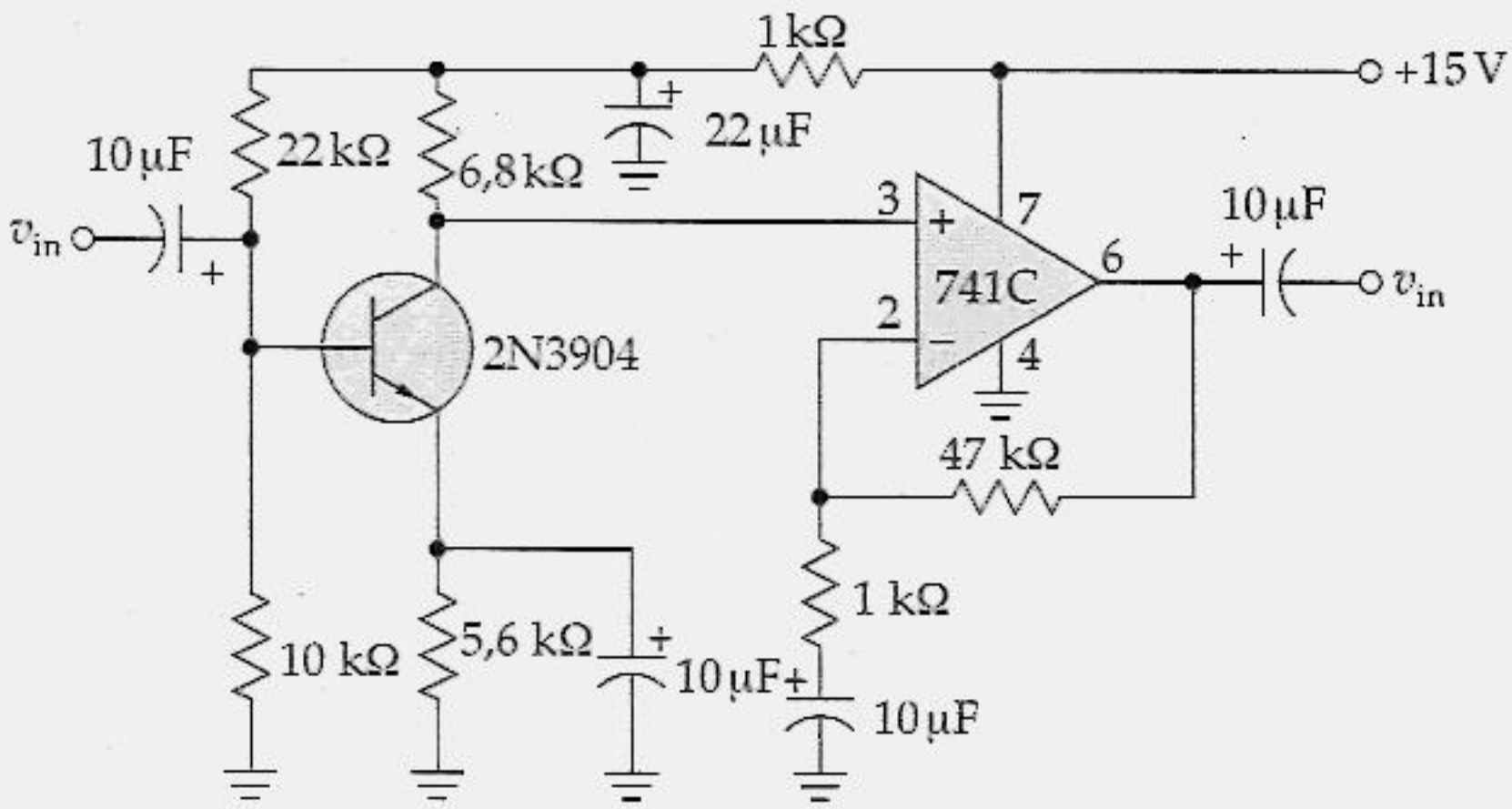


Figura 20.46

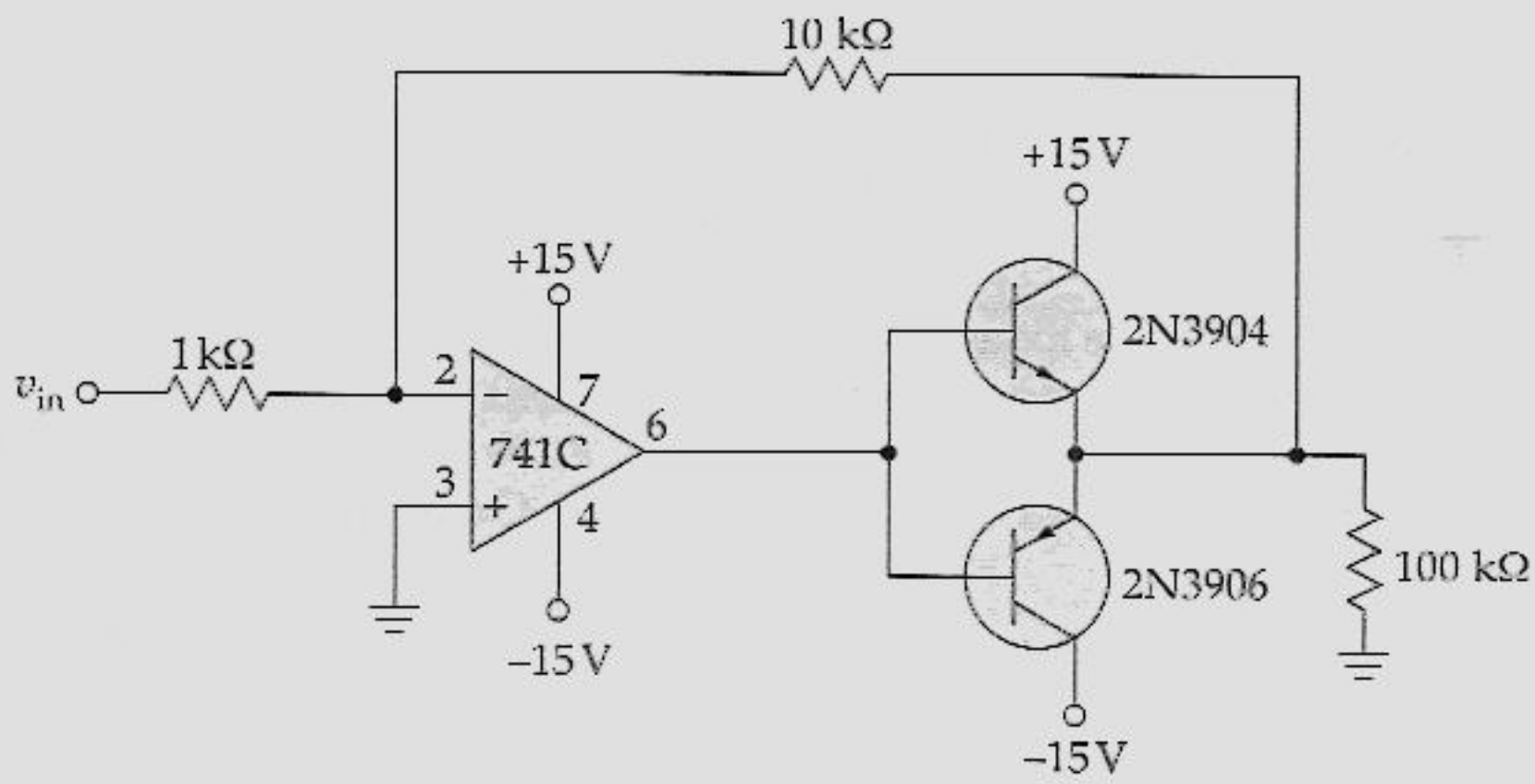


Figura 20.47

PROBLEMAS AVANÇADOS

20.29 Na Figura 20.15*b*, $R = 1\ k\Omega$, $nR = 10\ k\Omega$ e a outra resistência é de 1,1 kΩ. O potenciômetro tem um valor máximo de 1 kΩ. Qual o ganho de tensão mínimo? E o ganho de tensão máximo?

20.30 Projete um filtro Butterworth passa-baixo de dois pólos com uma freqüência de corte de 20 kHz.

20.31 Qual o ganho de tensão do circuito da Figura 20.46?

20.32 Considere $R_S = 0$, $R_L = 10\ k\Omega$ e $\beta = 150$. Calcule as freqüências críticas de desvio, entrada e saída do circuito da Figura 20.46 (utilize uma f_{unity} de 1 MHz para o 741C).

20.33 O transistor da Figura 20.47 tem um $\beta_{cc} = 75$. Se v_{in} é 0,5 V, qual é a corrente de base do transistor em condução?

20.34 Na Figura 20.47, v_{in} é 1 V. Calcule o valor aproximado da corrente de carga.

20.35 Qual a menor resistência de carga que pode ser utilizada no circuito da Figura 20.47 se a tensão de entrada for de 1 V?

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO VERIFICADOR DE DEFEITOS"

Use a Figura 20.48 para os problemas restantes. Qualquer um dos resistores pode estar aberto ou em curto-circuito. Além disso, os fios de conexão CD, EF, JA ou KB podem estar abertos.

20.36 Encontre o defeito 1.

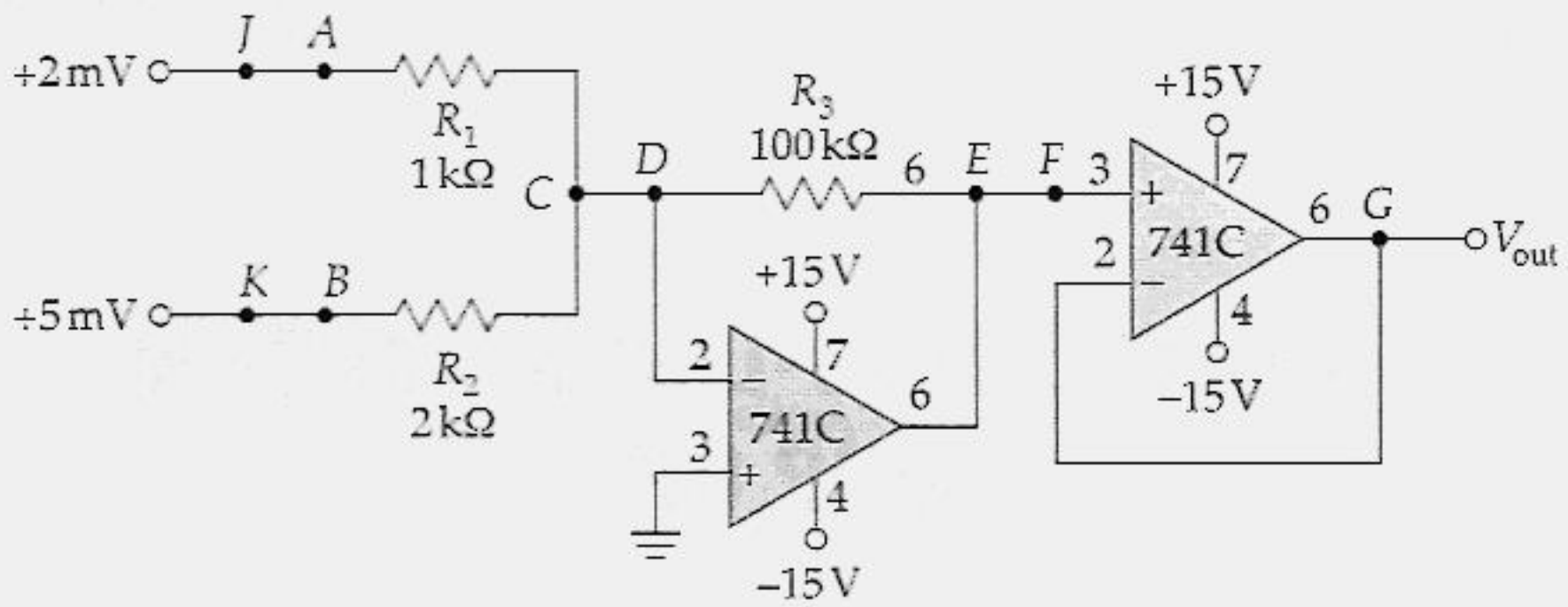
20.37 Encontre o defeito 2.

20.38 Encontre os defeitos 3 e 4.

20.39 Encontre os defeitos 5 e 6.

20.40 Encontre os defeitos 7 e 8.

20.41 Encontre os defeitos 9 e 10.



OK	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
V_A: G2	V_A: D1	V_A: H4	V_A: G3	V_A: C5	V_A: D8	V_A: G4	V_A: C4	V_A: E5
V_B: D6	V_B: H3	V_B: A4	V_B: D6	V_B: C3	V_B: G5	V_B: F1	V_B: D2	V_B: B3
V_C: A8	V_C: E7	V_C: D4	V_C: A6	V_C: B2	V_C: H7	V_C: B2	V_C: F5	V_C: E6
V_D: C3	V_D: A8	V_D: C1	V_D: C5	V_D: A8	V_D: F2	V_D: C1	V_D: B6	V_D: C1
V_E: A2	V_E: F4	V_E: F7	V_E: G1	V_E: D3	V_E: C1	V_E: H5	V_E: A3	V_E: G6
V_F: F4	V_F: E6	V_F: B5	V_F: D7	V_F: B5	V_F: E6	V_F: E3	V_F: B8	V_F: H1
V_G: C7	V_G: F2	V_G: D3	V_G: F6	V_G: F7	V_G: B7	V_G: F8	V_G: C2	V_G: F8

T9	T10
V_A: G7	V_A: H6
V_B: H8	V_B: C8
V_C: D4	V_C: A1
V_D: A8	V_D: E4
V_E: F2	V_E: F3
V_F: G4	V_F: A5
V_G: D4	V_G: B1

	1	2	3	4	5	6	7	8
A	5	450	−13,5 V	5	−13,5 V	2	5	0
B	−13,5 V	0	5	3	200	3	0	−13,5 V
C	0	−13,5 V	0	2	2	3	450	5
D	2	5	200	0	3	5	−13,5 V	2
E	450	3	250	5	2	0	0	5
F	5	0	−13,5 V	450	3	−13,5 V	200	250
G	−13,5 V	2	2	0	5	250	2	2
H	250	450	5	2	250	2	3	5

TENSÕES EM MILIVOLTS, EXCETO INDICAÇÃO EM CONTRÁRIO

Figura 20.48 "Dispositivo Verificador de Defeitos"™. (*Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.*)

Capítulo 21

CIRCUITOS NÃO-LINEARES COM AMP OP

Amps op monolíticos são componentes baratos, versáteis e seguros. Por esses motivos, eles podem ser utilizados não apenas em amplificadores de tensão, fontes de corrente e filtros ativos, mas também em circuitos de diodo ativo, comparadores e geradores de forma de onda. Este capítulo trata dos circuitos não-lineares com amp op, nos quais a forma do sinal de saída é diferente do de entrada. Os circuitos não-lineares com amp op são um pouco mais complicados do que os lineares. Por quê? Porque no circuito linear com amp op, este nunca satura sob condições normais de operação. Entretanto, num circuito não-linear, o amp op pode saturar ou ter a malha de realimentação aberta durante parte do seu ciclo de operação. Por isso, você tem de analisar as duas regiões distintas de operação para ver o que acontece durante um ciclo completo do sinal de saída.

Este capítulo discute uma ampla variedade de circuitos que irão lhe mostrar diversas estratégias diferentes utilizadas em circuitos com amp op. Novamente, você não precisa entender todos os detalhes de todos os circuitos. Tudo o que você precisa é entender a idéia básica de como os amps op estão sendo utilizados nas aplicações não-lineares. Este será um conhecimento valioso na análise, na verificação de defeitos e em projetos.

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

- Descrever como funciona o circuito de diodo ativo (retificador de meia-onda, detetor de pico ativo, limitador positivo ativo e grampeador positivo ativo).
- Explicar como funciona um comparador.

- Descrever como funciona um Schmitt trigger e determinar o ponto de comutação e a histerese para um dado circuito.
- Descrever como funciona um circuito integrador com amp op.
- Nomear e ilustrar os circuitos que transformam ondas senoidais em retangulares, retangulares em triangulares e triangulares em pulsos.
- Descrever a operação do oscilador de relaxação.

21.1 CIRCUITOS COM DIODO ATIVO

Os amps op podem melhorar o desempenho de circuitos com diodo. Um amp op com realimentação negativa reduz o efeito da tensão de joelho, permitindo retificar, detectar o pico, ceifar e grampear os sinais de nível baixo (os que possuem amplitude menor do que a tensão de joelho). Devido a sua ação como *buffer*, os amps op podem eliminar os efeitos da fonte e da carga nos circuitos com diodo.

Retificador de Meia-Onda

A Figura 21.1 é um *retificador de meia-onda ativo*. Quando o sinal na entrada não-inversora se torna positivo, a saída se torna positiva e liga o diodo. O circuito se comporta então como um seguidor da tensão e o semiciclo positivo aparece através do resistor de carga. Por outro lado, quando a entrada fica negativa, a saída do amp op torna-se negativa e desliga o diodo. Com o diodo aberto, não aparecerá nenhuma tensão através do resistor de carga. É por isso que a saída final é quase um sinal de meia-onda perfeito.

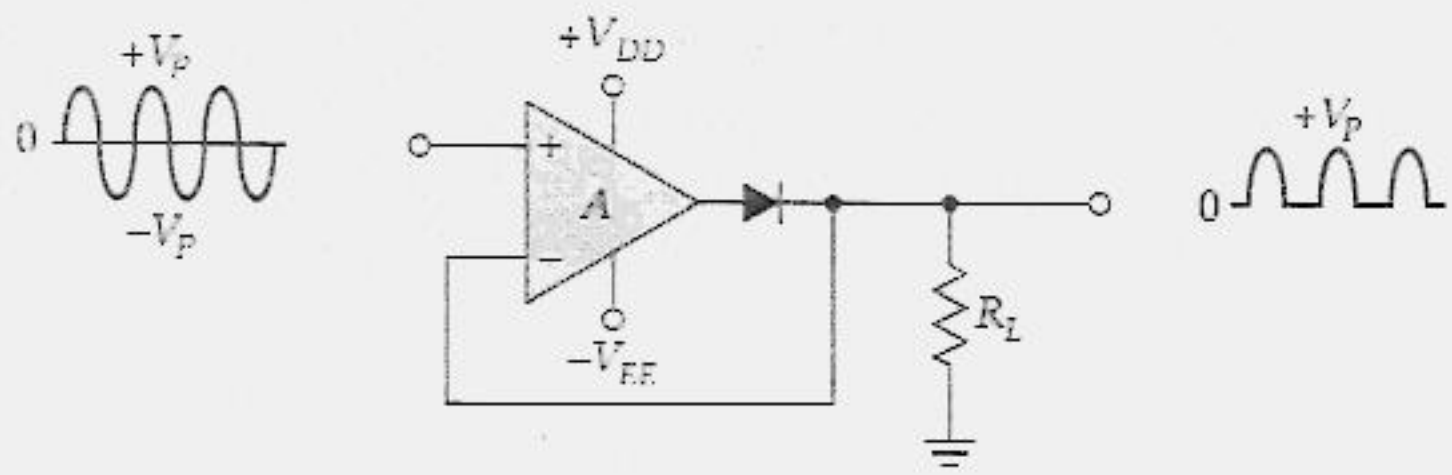


Figura 21.1 Retificador de meia-onda ativo.

Há dois modos ou regiões distintas de operação. Primeiro, quando a tensão de entrada for positiva, o diodo conduzirá e a operação será linear. Neste caso, a tensão de saída é realimentada para a entrada, e assim temos uma realimentação negativa como antes. Segundo, quando a tensão de entrada for negativa, o diodo não conduzirá e o caminho da realimentação estará aberto. Neste caso, não há realimentação negativa e a saída do amp op estará isolada do resistor de carga. Na Figura 21.1, portanto, o semiciclo positivo da tensão de entrada faz com que o circuito funcione como um seguidor de tensão acionando a carga. Este é o motivo pelo qual a tensão de saída é uma retificação de meia-onda de uma onda senoidal.

O alto ganho do amp op elimina completamente o efeito da tensão de joelho. Por exemplo, se a tensão de joelho for de 0,7 V e A for de 100.000, a tensão de entrada na qual o diodo justamente conduzirá é

$$v_{in} = \frac{0{,}7\ \text{V}}{100.000} = 7\ \mu\text{V}$$

Quando a entrada for maior do que 7 μV, a tensão de saída será maior do que 0,7 V e o diodo conduzirá. Então o circuito funciona como um seguidor de tensão. O efeito equivale a uma redução na tensão de joelho de um fator de $1 + AB$, que é aproximadamente igual a A. Algebricamente,

$$V'_K = \frac{V_K}{A} \tag{21.1}$$

onde V'_K = tensão de joelho de malha fechada e V_K = tensão de joelho. Devido ao fato de V'_K ser muito pequeno, o retificador de meia-onda ativo pode ser utilizado com sinais de nível baixo na faixa de milivolt.

Até este momento, temos utilizado retificadores de meia-onda passivos. Esses são os tipos de retificadores comuns em que necessitamos de uma tensão de entrada que seja muito maior do que a tensão de joelho de um diodo de silício. Um retificador passivo é adequado para fontes de alimentação, pois uma tensão alta de entrada provém do secundário de um transformador. Porém, quando temos sinais de baixo nível de tensão ou pequenos, cujos valores de pico são menores do que 0,7 V, precisamos de utilizar um outro caminho.

Detector de Pico Ativo

Para se detectar o pico de sinais pequenos, pode-se utilizar um *detector de pico ativo* como o da Figura 21.2*a*. Novamente, o potencial da tensão de joelho de malha fechada situa-se na faixa de microvolts, o que significa que podemos detectar o pico de sinais de baixo nível. Quando o diodo está em condução, a forte realimentação de tensão não-inversora produz uma impedância Thévenin de saída que se aproxima de zero. Isto significa que a constante de tempo de carga é muito baixa, de modo que o capacitor pode se carregar rapidamente com o valor de pico positivo. Entretanto, quando o diodo estiver em corte, o capacitor tem de se descarregar através de R_L. Como a constante de tempo de descarga R_LC pode ser muito maior do que o período do sinal de entrada, podemos ter uma detecção de pico de sinais baixos praticamente perfeita.

Há duas regiões distintas de operação. Na primeira, quando a tensão de entrada for positiva, o diodo conduz e a operação é linear. Nesse caso, o capacitor se carrega com o pico da tensão de entrada. Na segunda, quando a tensão de entrada for negativa, o diodo não conduz e o caminho de realimentação estará aberto. Nesse caso, o capacitor se descarrega através do resistor de carga. Enquanto a constante de tempo de descarga for maior do 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 cujo pico detectado tiver de alimentar uma carga pequena, podemos evitar os efeitos de carga utilizando um amp op *buffer*. Por exemplo, se ligarmos o ponto *A* da Figura 21.2*a* ao ponto *B* na Figura 21.2*b*, o seguidor da tensão isolará o pequeno resistor de carga do detector de pico. Isto impede que o pequeno resistor de carga descarregue o capacitor de uma forma muito rápida.

No mínimo, a constante de tempo R_LC deve ser pelo menos 10 vezes maior do que o período T da freqüência mais baixa de entrada. Algebricamente,

$$R_LC > 10T \tag{21.2}$$

Se esta condição for satisfeita, a tensão de saída estará dentro de 5% da tensão de pico de entrada. Por exemplo, se a freqüência mais baixa for de 1 kHz, o período será de 1 ms. Neste caso, a constante de tempo R_LC deve ser pelo menos 10 ms se você quiser um erro menor do que 5%.

Freqüentemente, inclui-se uma função de *reativação* (*reset*) num detector de pico positivo ativo, como mostra a Figura 21.2*c*. Quando a entrada de reativação for baixa, o transistor chave estará em corte. Isto permite que o circuito funcione como foi descrito anteriormente. Quando a entrada de reativação for alta, o transistor chave estará em condução, o que descarraga rapidamente o capacitor. O motivo de se precisar de uma reativação é a grande constante de tempo de descarga, que fará com que o capacitor mantenha a sua carga por um longo tempo, mesmo que o sinal de entrada

seja retirado. Utilizando um reativador alto, podemos descarregar rapidamente o capacitor preparando o circuito para um outro sinal de entrada com o valor de pico diferente.

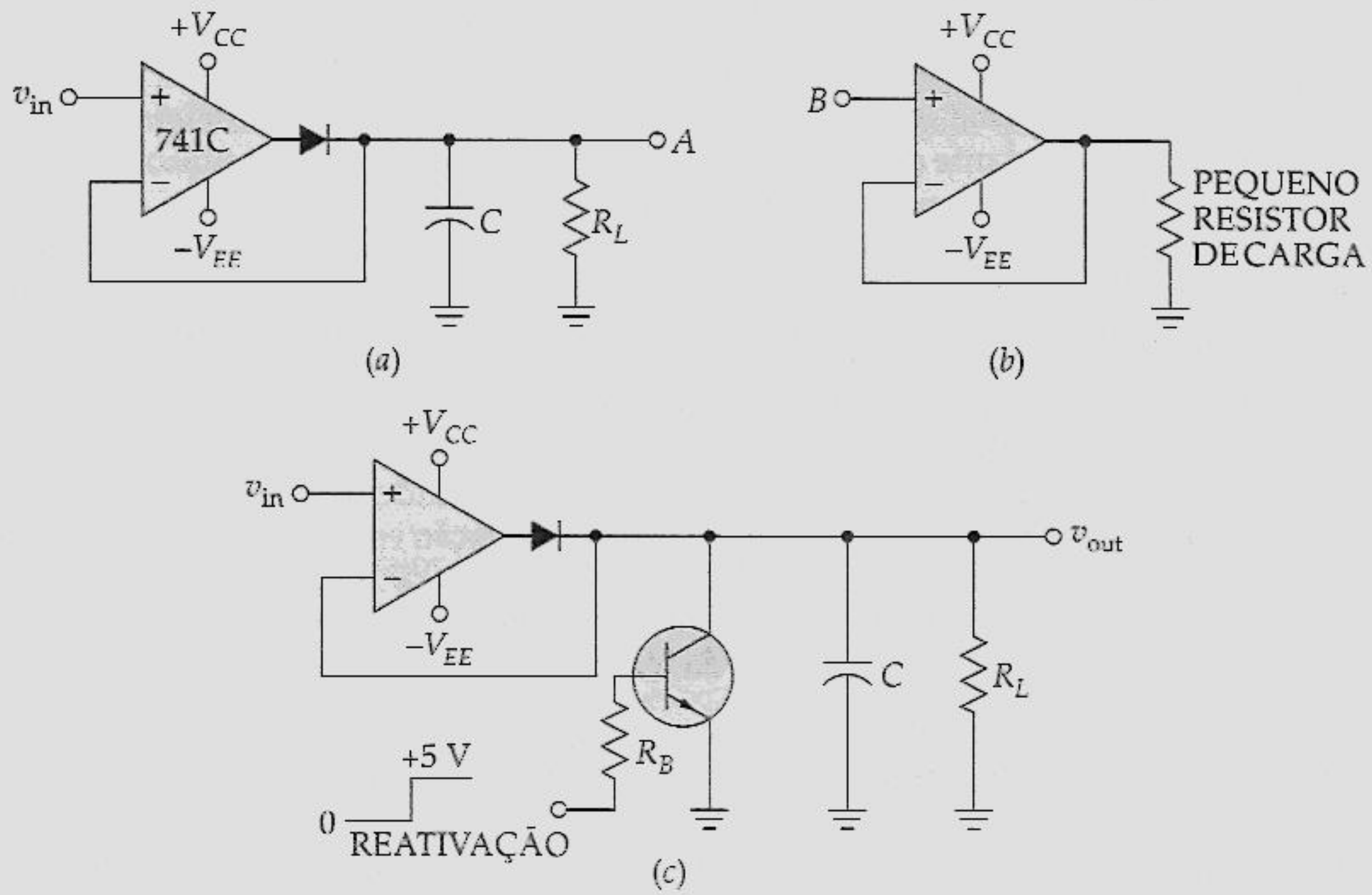
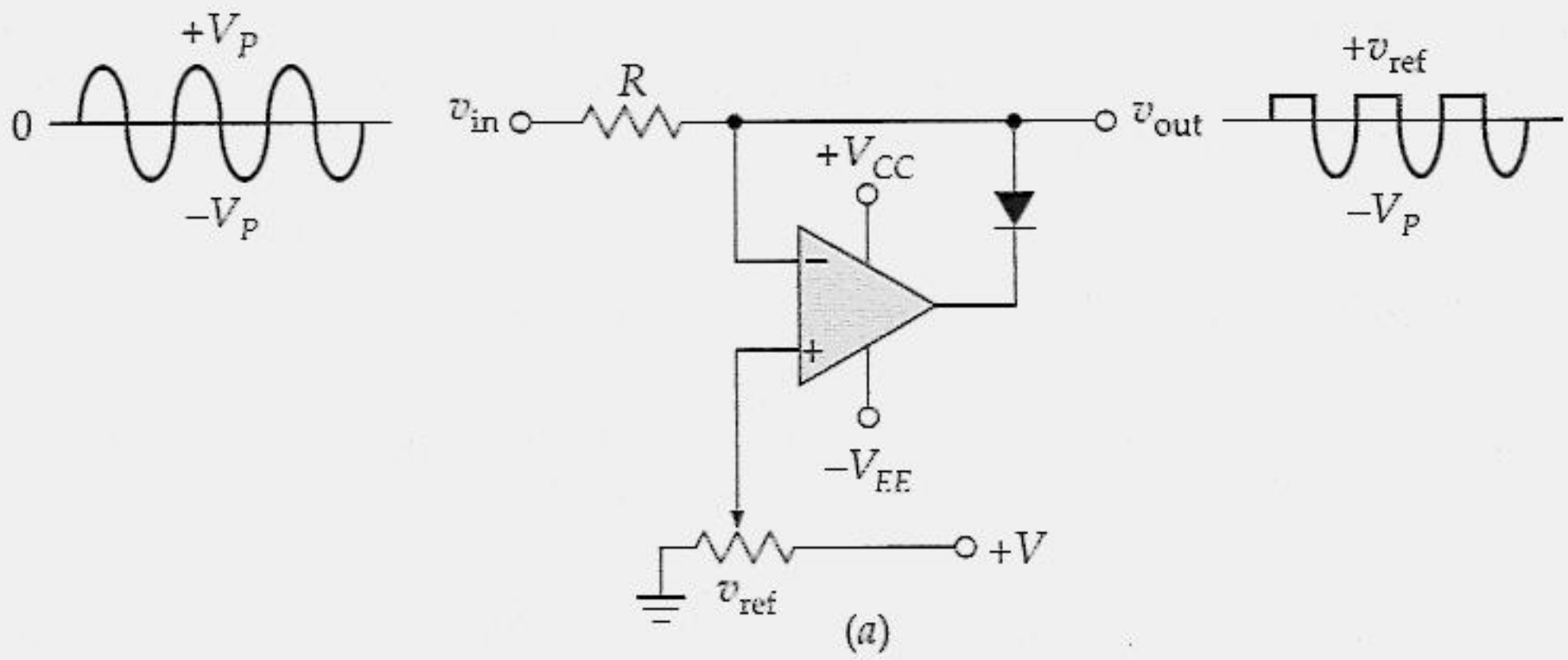


Figura 21.2 (*a*) Detector de pico ativo; (*b*) amplificador *buffer*; (*c*) detector de pico com entrada para reativação.

Limitador Positivo Ativo

A Figura 21.3*a* é um *limitador positivo ativo*. Esse circuito cortará uma parte do sinal. Com o cursor do potenciômetro na extremidade esquerda, v_{ref} é zero e a entrada não-inversora está aterrada. Quando v_{in} se torna ligeiramente positiva, a tensão de erro leva a saída do amp op a ser negativa e o diodo conduz. Isto produz uma intensa realimentação, pois a resistência de realimentação passa a ser zero. Como R_F é zero, a tensão nodal de saída está no terra virtual para qualquer valor positivo de v_{in}.

Quando v_{in} se torna negativa, a saída do amp op é positiva, o que leva o diodo ao corte e abre o circuito. À medida que isto ocorre, perde-se o terra virtual, e a saída final v_{out} está livre para seguir o semiciclo negativo da tensão de entrada. É por isto que, como foi mostrado, o semiciclo negativo aparece na saída.



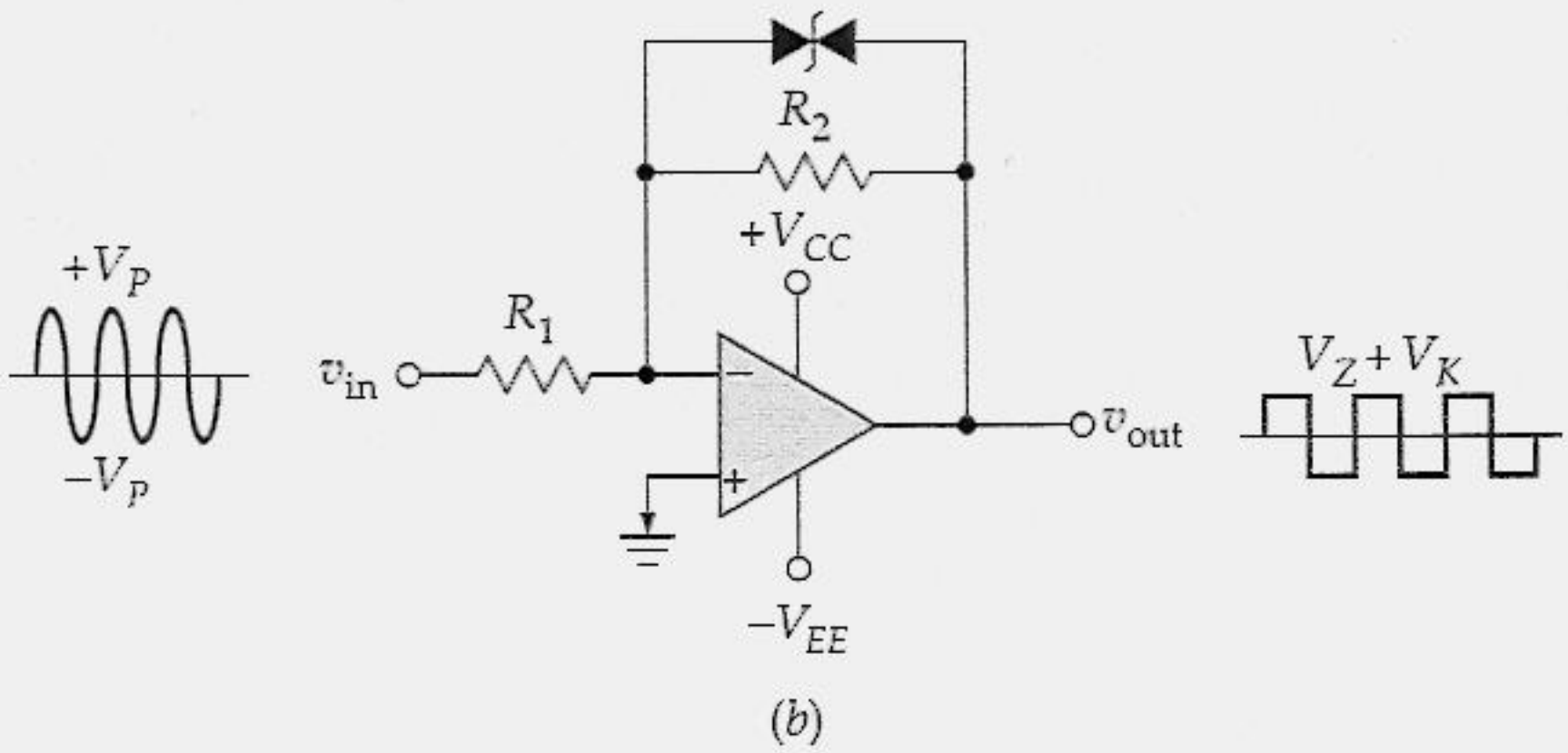


Figura 21.3 (*a*) Limitador positivo ativo; (*b*) os diodos Zener produzem uma onda retangular.

Eis as duas regiões de operação: na primeira, quando a tensão de entrada é positiva, o diodo conduz e a saída está no terra virtual, o que significa uma tensão de saída zero. Na segunda, quando a tensão de entrada é negativa, o diodo não conduz e o percurso da realimentação está aberto. Nesse caso, a tensão de saída está livre para seguir a tensão de entrada.

Para variar o nível do ceifamento, tudo o que precisamos fazes é ajustar v_{ref} conforme for necessário. Nesse caso o ceifamento ocorre em v_{ref}, como mostra a Figura 21.3*a*. Como de costume, a tensão de joelho é reduzida para V_K na entrada, o que significa que o circuito é adequado para sinais de entrada de baixa amplitude.

A Figura 21.3*b* mostra um circuito ativo que ceifa os dois semiciclos. Observe os diodos Zener, um de costas para o outro, no circuito 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 direta do diodo, o diodo Zener atinge a região de ruptura e a tensão de saída será de $V_Z + V_K$ em relação ao terra virtual. Por isso é que a saída é ceifada conforme mostra a figura.

Grampeador Positivo Ativo

A Figura 21.4 é um *grampeador positivo ativo*. Esse circuito acrescenta uma componente *cc* ao sinal de entrada. Como conseqüência, a saída tem a mesma amplitude e forma do sinal de entrada, exceto pelo deslocamento *cc*.

Eis como o circuito funciona: o primeiro semiciclo negativo de entrada é acoplado por meio do capacitor descarregado e produz uma saída positiva no amp op que faz o diodo conduzir. Devido ao terra virtual, o capacitor se carrega com o valor de pico do semiciclo negativo de entrada com a polaridade mostrada na Figura 21.4. Exatamente após o pico negativo de entrada, o diodo entra em corte, o circuito abre e perde-se a referência com o terra virtual. Neste momento, a tensão de saída é a soma da tensão de entrada com a tensão no capacitor:

$$v_{out} = v_{in} + V_P \tag{21.3}$$

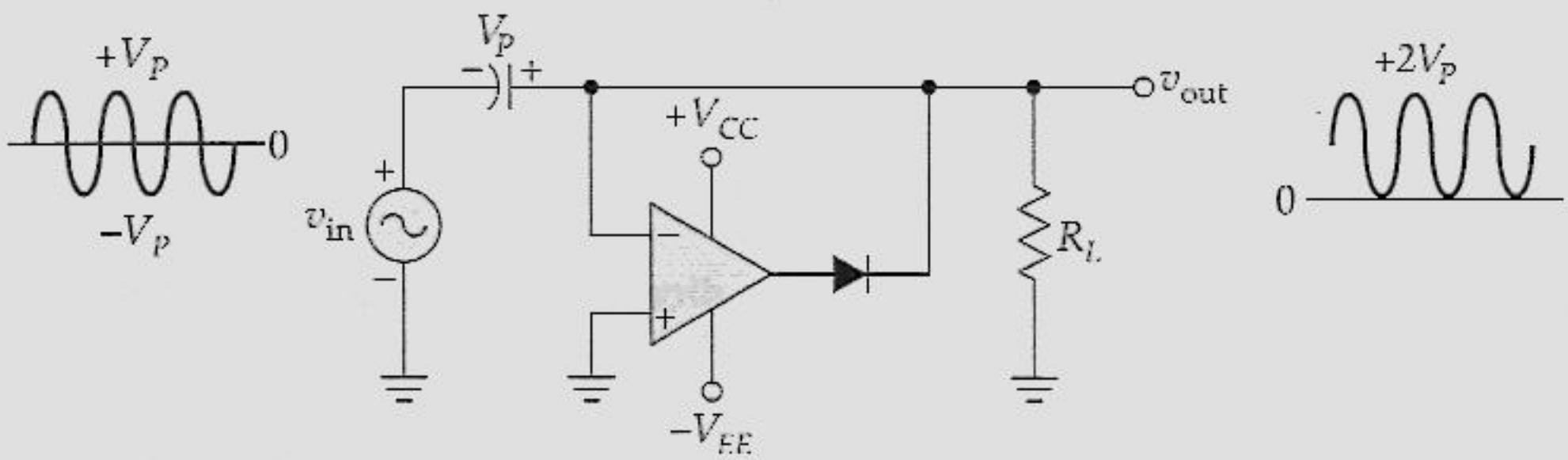


Figura 21.4 Grampeador positivo ativo.

Como V_P é acrescentado à entrada senoidal, a forma de onda final de saída é deslocada positivamente de um valor V_P, como mostra a Figura 21.4. Uma forma de onda como essa é chamada de *forma de onda grampeada positivamente*. Observe que a forma de onda grampeada 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 de um fator de aproximadamente A, o que significa que podemos construir excelentes grampeadores para sinais de entrada de baixa amplitude.

A Figura 21.4 mostra a saída do amp op. Durante a maior parte do ciclo, o amp op opera na saturação negativa. Exatamente no pico negativo de entrada, entretanto, o amp op produz um estreito pulso positivo que repõe a carga perdida pelo capacitor entre os pulsos negativos de entrada.

Exemplo 21.1

Uma tensão senoidal de 100 mV rms é a entrada do circuito da Figura 21.5. Se a freqüência for de 50 kHz, qual será a saída?

Solução

O circuito será um detector de pico ativo quando a freqüência for suficientemente alta. O que é uma freqüência sufucientemente alta? É aquela cujo período é pelo menos 10 vezes a constante de tempo *RC*. O período do sinal de entrada é

$$T = \frac{1}{50\ \text{kHz}} = 20\ \mu\text{s}$$

A constante de tempo do filtro capacitivo na entrada é

$$R_L C = (10\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F}) = 10\ \text{ms}$$

A razão da constante de tempo pelo período é

$$\frac{R_L C}{T} = \frac{10\ \text{ms}}{20\ \mu\text{s}} = 500$$

Em razão de a constante de tempo ser 500 vezes maior do que o período do sinal de entrada, o capacitor quase não tem tempo para se descarregar. Portanto, a tensão de saída é aproximadamente igual à tensão de pico de entrada.

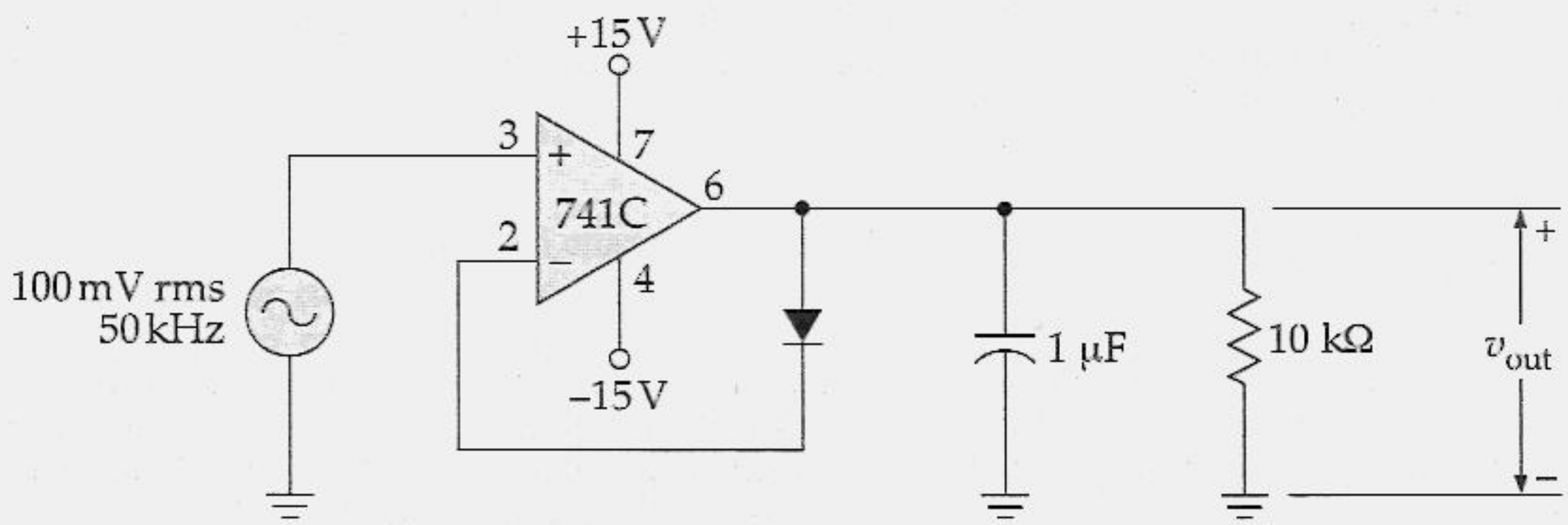


Figura 21.5 Exemplo.

A tensão de entrada é de 100 mV rms, o que significa que ela tem um valor de pico de

$$V_P = 1{,}414(100\ \text{mV}) = 141\ \text{mV}$$

Portanto,

$$v_{out} = 141\ \text{mV}$$

Exemplo 21.2

Qual a freqüência de entrada mais baixa recomendada para o circuito da Figura 21.5?

Solução

A regra básica é manter a constante de tempo pelo menos 10 vezes maior do que o período do sinal de entrada. No Exemplo 21.1 calculamos uma constante de tempo de 10 ms. Um décimo desse valor é

$$T = 1 \text{ ms}$$

Portanto, a freqüência mínima é

$$f = \frac{1}{1 \text{ ms}} = 1 \text{ kHz}$$

21.2 COMPARADORES

Freqüentemente queremos comparar uma tensão com outra para ver qual delas é maior. Nessa situação, um *comparador* pode ser a solução perfeita. Esse circuito possui duas entradas (não-inversora e inversora) e uma saída de tensão. Quando a tensão na entrada não-inversora for maior do que a tensão na entrada inversora, o comparador produzirá uma tensão de saída alta.

Circuito Básico

A forma mais simples de construir um comparador é ligando um amp op com resistores de realimentação como mostra a Figura 21.6*a*. Quando a entrada inversora está aterrada, uma pequena tensão de entrada (uma fração de milivolts) é suficiente para saturar o amp op. Se A é o ganho de tensão diferencial do amp op, a tensão mínima de entrada que produz a saturação é

$$v_{in} = \frac{V_{sat}}{A} \tag{21.4}$$

Por exemplo, se as alimentações forem de ± 15 V, então a variação de saída é de aproximadamente – 13,5 V a + 13,5 V. Com um 741C, o ganho de tensão de malha fechada é tipicamente de 100.000. Portanto, a tensão de entrada necessária para produzir a saturação positiva é

$$v_{in} = \frac{13{,}5\ \text{V}}{100.000} = 135\ \mu\text{V}$$

Esse valor é tão pequeno que o gráfico da Figura 21.6*b* tem quase uma transição vertical ou mudança em $v_{in} = 0$. Como você vê, uma pequena tensão de entrada satura o amp op. Por exemplo, ele requer apenas + 135 μV de tensão de entrada para saturar positivamente um 741C e apenas – 135 μV para saturá-lo negativamente.

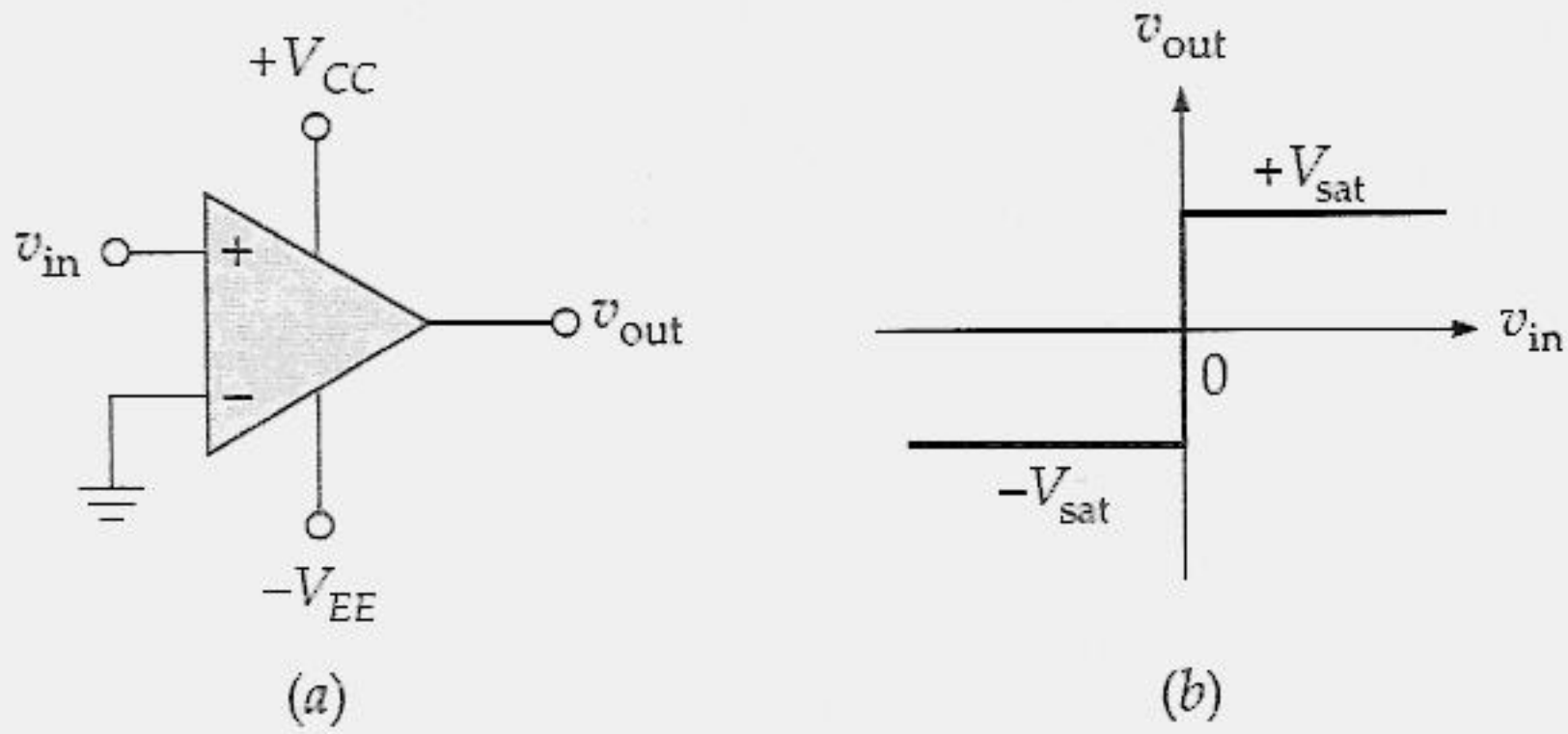


Figura 21.6 (*a*) Amp op utilizado como um comparador; (*b*) característica de transferência do comparador.

Mudando o Ponto de Comutação

O *ponto de comutação* (também chamado limiar, ponto de referência etc.) de um comparador é o valor da tensão de entrada para o qual a saída faz a mudança de estado (de baixo para alto, ou vice-versa). Na Figura 21.6*a*, o ponto de comutação é o zero, porque este é o valor da tensão de entrada para o qual a saída faz a mudança de estado. Quando v_{in} for menor do que o ponto de comutação, a saída será baixa. Um circuito como o da Figura 21.6*a* é chamado freqüentemente de *detector de cruzamento zero.*

Na Figura 21.7*a*, é aplicada uma tensão de referência à entrada inversora:

$$v_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \tag{21.5}$$

Quando v_{in} for maior do que v_{ref}, a tensão de erro será positiva e a saída será alta. Quando v_{in} for menor do que v_{ref}, a tensão de erro será negativa e a saída será baixa.

A propósito, é utilizado geralmente um capacitor de desvio na entrada inversora como mostra a Figura 21.7*b*. Isto reduz a quantidade de ondulação e ruído da fonte de tensão que aparece na entrada inversora. Para que tenha efeito, a freqüência crítica desse circuito de desvio deve ser muito menor do que a freqüência de ondulação da fonte de alimentação.

A Figura 21.7*b* mostra a característica de transferência (um gráfico da saída *versus* a entrada). O ponto de comutação agora é igual a v_{ref}. Quando v_{in} for maior do que v_{ref}, a saída do comparador entra na saturação positiva. Quando v_{in} for menor do que v_{ref}, a saída entra na saturação negativa. Um comparador como esse é chamado às vezes de *detector de limite*, pois uma saída positiva indica que a tensão de entrada excede uma especificação limite. Com valores diferentes para R_1 e R_2, podemos estabelecer o ponto de comutação positiva em qualquer valor entre 0 e V_{CC}.

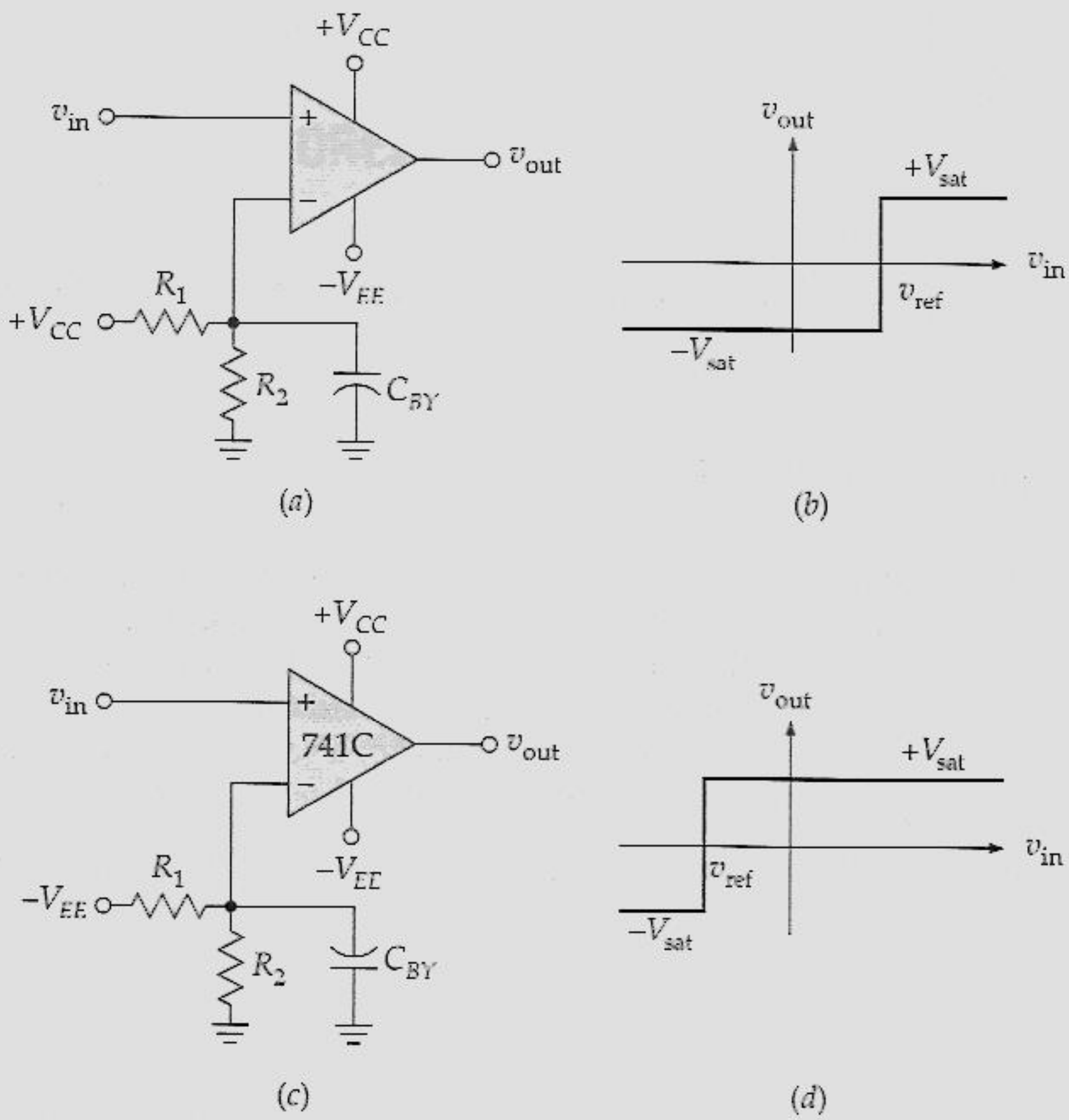


Figura 21.7 (*a*) Comparador com ponto de comutação positivo ajustável; (*b*) característica de transferência; (*c*) comparador com ponto de comutação negativo; (*d*) característica com ponto de comutação negativo.

Se preferir um ponto de comutação negativo, conecte $-V_{EE}$ ao divisor de tensão, como mostra a Figura 21.7*c*. Agora é aplicada uma tensão de referência negativa à entrada invertida. Quando v_{in} for mais positivo do que v_{ref}, a tensão de erro será positiva e a saída será alta, como mostra a Figura 21.7*d*; quando v_{in} for mais negativo do que v_{ref}, a saída será baixa.

Comparador com Alimentação Simples

Como você sabe, um amp op típico como o 741C pode funcionar a partir de uma única fonte de alimentação positiva aterrando-se o pino $-V_{EE}$, como mostra a Figura 21.8*a*. Agora a tensão de saída tem apenas uma polaridade, uma tensão positiva baixa ou alta. Por exemplo, com V_{CC} igual a + 15 V, a saída varia de aproximadamente 1,5 V, (estado baixo) até cerca de 13,5 V (estado alto).

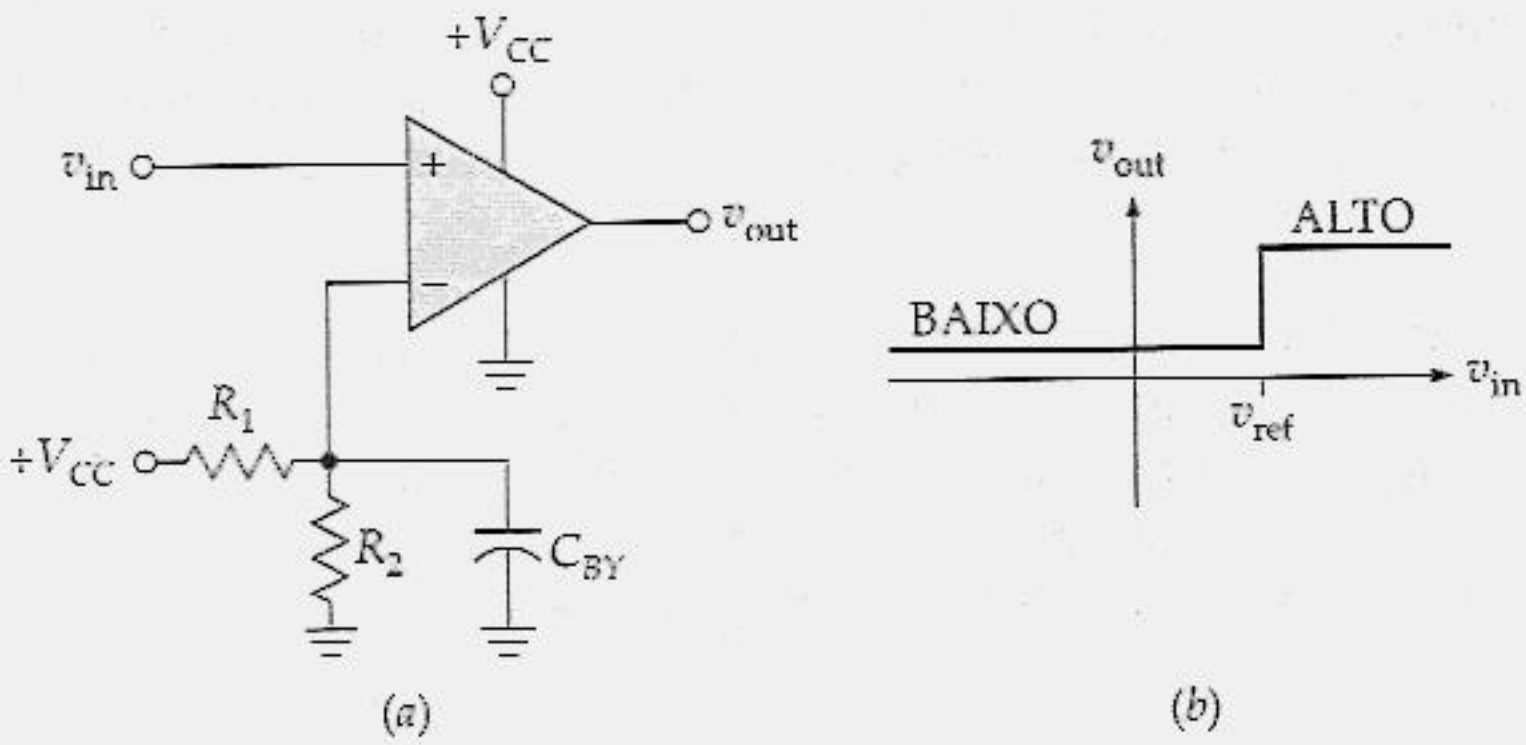


Figura 21.8 (*a*) Comparador de alimentação simples; (*b*) característica de transferência.

A tensão de referência aplicada à entrada inversora é positiva e igual a

$$v_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \tag{21.6}$$

Quando v_{in} for maior do que v_{ref}, a saída será alta, como mostra a Figura 21.8*b*; quando v_{in} for menor do que v_{ref}, a saída será baixa. Nos dois casos, a saída tem uma polaridade positiva. Na maioria das aplicações digitais, este tipo de saída positiva é preferida.

Comparadores na Forma de CI

Um amp op como um 741C pode ser utilizado como um comparador, porém com limitações de velocidade. Como você sabe, a taxa de variação (*SR*) limita a taxa com que a tensão de saída varia. Com um 741C, a saída não pode variar mais rápido do que 0,5 V/μs. Por isso, um 741C gasta mais do que 50 μs para comutar entre uma saída baixa de – 13,5 V e uma saída alta de + 13,5 V. Uma solução para esse problema, devido à taxa de variação, é utilizar um amp op com uma taxa de variação maior, como o LM318. Como ele tem uma taxa de variação de 70 V/μs, pode comutar de – 13,5 a + 13,5 V em aproximadamente 0,3 μs.

Uma outra solução é eliminar o capacitor de compensação que existe em um amp op típico. Para circuitos lineares com amp op, esse capacitor diminui o ganho de tensão de malha fechada a uma taxa de 20 dB por década e evita oscilações. Um comparador sempre é utilizado como um circuito não-linear, portanto não há a necessidade de incluir um capacitor de compensação. Um fabricante pode reprojetar o amp op típico eliminando o capacitor de compensação. Quando um CI é otimizado para ser utilizado como um comparador, ele é apresentado em uma seção separada do catálogo do fabricante. Por isto você encontra uma seção sobre amps op e outra sobre comparadores em um *data book* típico de um fabricante.

A Figura 21.9*a* apresenta um diagrama esquemático simplificado de um CI comparador. O estágio de entrada é um amp dif (Q_1 e Q_2). Uma fonte de corrente (Q_6) alimenta 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. Freqüentemente o fabricante deixa o coletor aberto como mostra a figura. Isto permite controlar a variação de saída do comparador.

Para que o circuito funcione, o usuário tem de conectar o coletor aberto de Q_5 a um resistor externo e a uma fonte de alimentação, como mostra a Figura 21.9*b*. O resistor é chamado de *resistor elevador (pullup)*, pois ele eleva a tensão de saída à tensão de alimentção no momento em que Q_5 estiver em corte. Quando Q_5 estiver saturado, a tensão de saída será baixa. Basicamente, o estágio de saída é um transistor chave. Por isto o comparador produz uma *saída de dois estados*, ou seja, uma tensão baixa ou alta.

Sem o capacitor de compensação no circuito (Figura 21.9*a*), a sua saída pode variar rapidamente pois restam apenas as capacitâncias parasitas no circuito. Uma das limitações na velocidade de chaveamento é o valor da capacitância através de Q_5. Esta capacitância de saída é a soma da capacitância de coletor com a capacitância parasita da fiação. A constante de tempo de saída é o produto da resistência de elevação pela capacitância de saída. Por esta razão, quanto menor a resistência de elevação na Figura 21.9*b*, mais rápido a tensão de saída pode variar. Tipicamente, *R* tem um valor entre duas centenas e mil ohms.

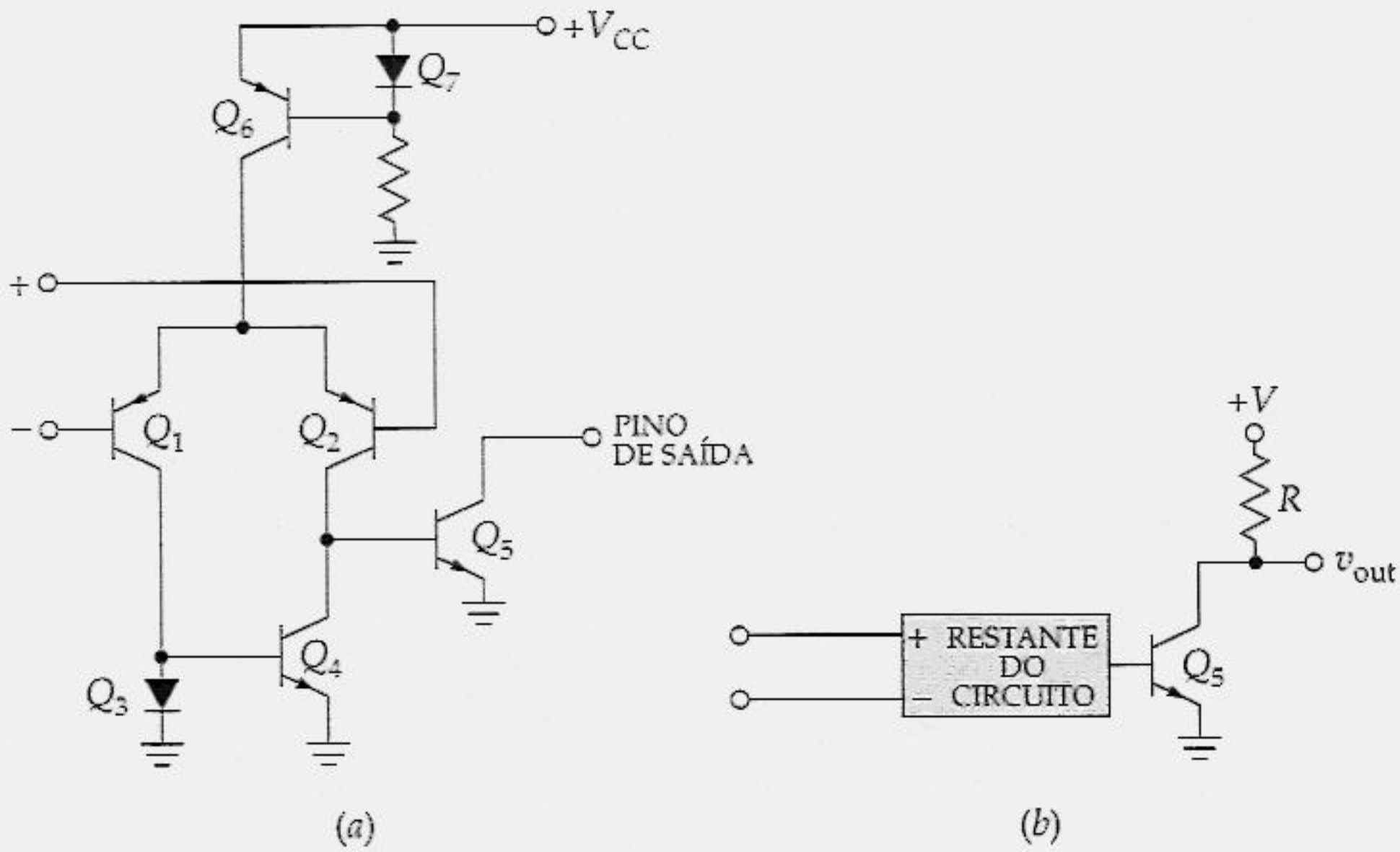


Figura 21.9 (*a*) Diagrama simplificado de um CI comparador.

Os CIs LM311, LM339 e NE529 são exemplos de comparadores. Todos esses têm um estágio de saída de coletor aberto, o que significa que você pode conectar o pino de saída a um resistor elevador e a uma tensão de alimentação positiva. Devido às suas altas taxas de variação, eles podem comutar a saída de um estado ao outro em um microssegundo ou menos. O LM339 é um *comparador quádruplo*, ou um único CI com quatro comparadores. Por ser barato e de fácil utilização, o LM339 se tornou um comparador popular para aplicações de propósito geral.

A Figura 21.10*a* pode ser utilizada no interfaceamento com dispositivos TTL (CIs utilizados em computadores digitais e em outros circuitos). Observe que a saída de coletor aberto está conectada a uma tensão de alimentação de + 5 V através de um resistor elevador de 1 kΩ. Por isso, a saída pode ser 0 ou + 5 V, como mostra a Figura 21.10*b*. Essa saída é ideal para o acionamento de dispositivos TTL, pois estes são projetados para trabalhar com alimentacões de + 5 V.

Para finalizar: a maioria dos comparadores na forma de CI tem um estágio de saída que precisa ser conectado a um resistor elevador separado e a uma tensão de alimentação. Porém, alguns comparadores têm um estágio de saída que varia entre as tensões positiva e negativa de alimentação, semelhante a um amp op.

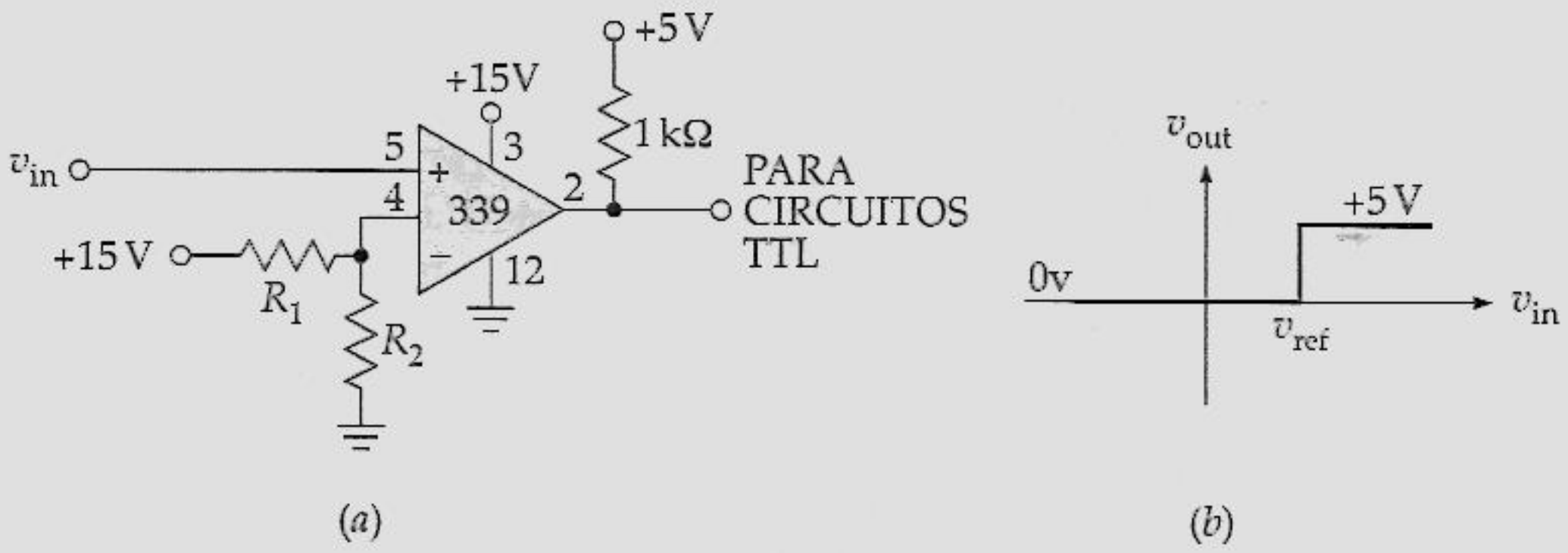


Figura 21.10 (*a*) O comparador LM339; (*b*) característica de transferência.

Exemplo 21.3

Se $R_1 = 10\ k\Omega$ e $R_2 = 2\ k\Omega$, qual a tensão de referência do circuito da Figura 21.10*a*?

Solução

Com a Equação (21.6),

$$v_{ref} = \frac{2\ k\Omega}{10\ k\Omega + 2\ k\Omega} 15\ V = 2{,}5\ V$$

Uma solução alternativa é utilizar a lei de Ohm. A resistência total do divisor de tensão da Figura 21.10 corresponde à soma de R_1 e R_2, que é 12 kΩ. A corrente através do divisor de tensão é

$$I = \frac{15\ V}{12\ k\Omega} = 1{,}25\ mA$$

A corrente circula através de R_2 produzindo uma tensão de

$$v_{ref} = (1{,}25\ mA)(2\ k\Omega) = 2{,}5\ V$$

Quando a tensão de entrada for menor do que 2,5 V, a tensão de saída será 0 V. Quando a tensão de entrada for maior do que 2,5 V, a tensão de saída será de + 5 V. Esse funcionamento de circuito é útil quando se deseja utilizar a tensão de saída como um sinalizador (*flag*), que é um sinal que informa quando um evento ocorreu. Nesse exemplo, o evento é uma tensão de entrada que excede 2,5 V. A tensão de entrada poderia ser proveniente de um fotodiodo, de um termistor etc. Assim o comparador indicaria quando a luz, a temperatura etc. excedessem um certo limite.

Exemplo 21.4

Um capacitor de desvio é utilizado na entrada inversora do circuito da Figura 21.10*a* de forma similar ao da Figura 21.8*a*. Se R_1 = 10 kΩ, R_2 = 2 kΩ e C = 68 μF, qual a freqüência crítica do circuito de desvio? A tensão de alimentação é de 15 V com uma ondulação de pico a pico de 0,5 V. Estime a ondulação na entrada inversora com o propósito de uma análise de defeito.

Solução

Utilize a fórmula padrão com R = 10 kΩ || 2 kΩ e C = 68 μF. A essa altura, você deve saber que a resistência a ser utilizada é a resistência Thévenin vista pelo capacitor:

$$R = 10\ \text{k}\Omega \parallel 2\ \text{k}\Omega = 1{,}67\ \text{k}\Omega$$

A freqüência crítica é

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1{,}67\ \text{k}\Omega)(68\ \mu\text{F})} = 1{,}4\ \text{Hz}$$

Esse valor está aproximadamente duas décadas abaixo de 120 Hz, que é a freqüência de ondulação da fonte de alimentação. Portanto, o circuito de desvio produz aproximadamente 40 dB de atenuação para a ondulação na entrada inversora. Se o capacitor de desvio estiver aberto, a ondulação na entrada inversora será reduzida, como se passasse por um divisor de tensão, para

$$V_R = \frac{2\ \text{k}\Omega}{12\ \text{k}\Omega}(0{,}5\ \text{V}) = 0{,}083\ \text{V} = 83\ \text{mV}$$

Quando o capacitor de desvio for conectado, a ondulação antes mencionada será reduzida em aproximadamente 40 dB (um fator de 100). Isto resulta em

$$V_R = \frac{83\ \text{mV}}{100} = 0{,}83\ \text{mV} = 830\ \mu\text{V}$$

21.3 O SCHMITT TRIGGER

Se a entrada para um comparador contiver ruído, a saída poderá estar errada quando v_{in} estiver próxima de um ponto de comutação. Por exemplo, com um detector de cruzamento zero, a saída é alta, quando v_{in} é positiva, e baixa, quando v_{in} é negativa. Se a entrada contiver uma tensão de ruído com um pico de 1 mV ou mais, então o comparador detectará o cruzamento zero produzido pelo ruído. Algo semelhante ocorre quando a entrada está próxima dos pontos de comutação de um detector limite.

O ruído faz com que a saída salte para a frente e para trás entre os seus estados baixo e alto. Podemos evitar esse disparo devido ao ruído indesejado utilizando um *Schmitt trigger*.

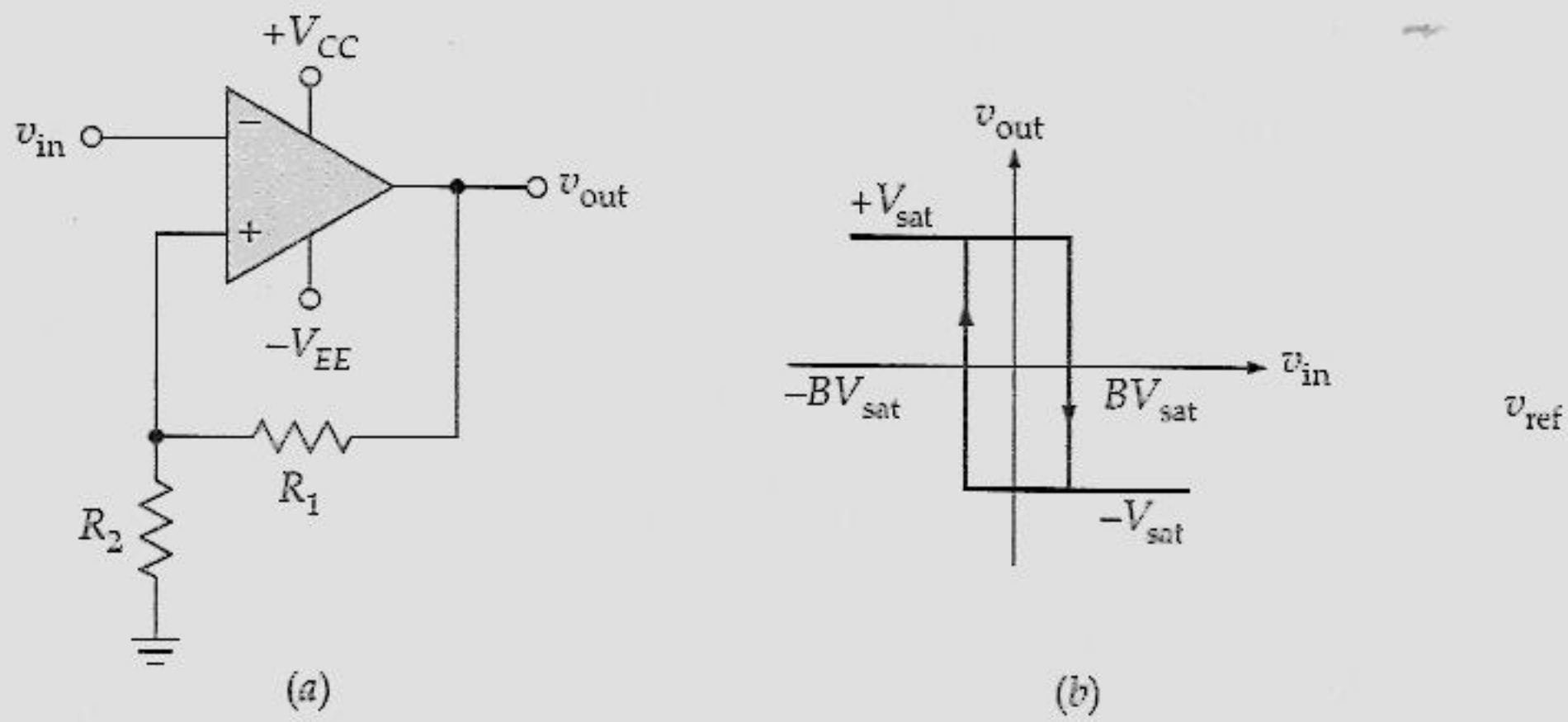


Figura 21.11 Schmitt trigger.

Circuito Básico

A Figura 21.11*a* mostra um Schmitt trigger. A tensão de entrada é aplicada à entrada não-inversora. O circuito utiliza realimentação *positiva* de tensão em vez de negativa. Isto significa que a realimentação de tensão se soma à tensão de entrada em vez de se opor a ela. Por exemplo, considere que a tensão na entrada inversora seja ligeiramente positiva. Isto produz uma tensão negativa na saída. O divisor de tensão realimenta uma tensão negativa à entrada não-inversora, o que resulta em uma grande tensão de saída negativa. Com isso, mais tensão negativa é realimentada até que o comparador atinja a saturação negativa. Se a tensão de entrada fosse ligeiramente negativa, em vez de positiva, o comparador atingiria a saturação positiva.

Quando o comparador é saturado positivamente, uma tensão positiva é realimentada na entrada não-inversora. Essa entrada positiva mantém a saída no estado alto. De forma semelhante, quando a tensão de saída é saturada negativamente, uma tensão negativa é realimentada na entrada não-inversora, mantendo a saída no estado baixo. Nos dois casos, a realimentação positiva reforça o estado de saída existente.

A fração de realimentação é

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{21.7}$$

Quando a saída for saturada positivamente, a tensão de referência aplicada à entrada não-inversora será

$$v_{ref} = + BV_{sat} \tag{21.8}$$

Quando a saída for saturada negativamente, a tensão de referência será

$$v_{ref} = - BV_{sat} \tag{21.9}$$

A tensão de saída permanecerá em um dado estado até que a tensão de entrada exceda à tensão de referência para esse estado. Por exemplo, se a saída for saturada positivamente, a tensão de referência será $+ BV_{sat}$. A tensão de entrada v_{in} tem de ser aumentada para um valor ligeiramente maior do que $+ BV_{sat}$ para comutar a tensão de saída de positiva para negativa, como mostra a Figura 21.11*b*. Uma vez que a saída esteja no estado negativo, ela permanecerá indefinidamente nesse estado até que a tensão de entrada se torne mais negativa do que $- BV_{sat}$. Então a saída comutará de negativa para positiva (Figura 21.11*b*).

Histerese

O gráfico excepcional da Figura 21.11*b* tem uma propriedade útil denominada *histerese*. Para entender esse conceito, coloque o seu dedo na extremidade superior do gráfico onde se lê $+ V_{sat}$; este é o valor da tensão de saída. Mova o seu dedo ao longo da linha horizontal. Ao longo dessa linha, a tensão de entrada varia, mas a tensão de saída ainda é igual a $+ V_{sat}$. Quando você alcançar a extremidade direita, v_{in} será igual a $+ BV_{sat}$. Quando v_{in} for ligeiramente maior do que $+ BV_{sat}$, a tensão de saída comuta de $+ V_{sat}$ para $- V_{sat}$. Movendo o seu dedo ao longo da linha vertical no sentido da seta, você simula a comutação da tensão de saída de alto para baixo. Movendo o seu dedo ao longo da linha horizontal, a tensão de saída é saturada negativamente, sendo igual a $-V_{sat}$. A tensão de saída permanece nesse nível ao longo dessa linha horizontal. Agora mova o seu dedo até a extremidade esquerda. Nesse ponto, v_{in} é igual a $- BV_{sat}$. Quando v_{in} se torna ligeiramente mais negativa do que $- BV_{sat}$, a tensão de saída comuta de $-V_{sat}$ para $+ V_{sat}$. Movendo o seu dedo ao longo da linha vertical no sentido da seta, você simula a comutação da tensão de saída de baixo para alto.

Na Figura 21.11*b* os *pontos de comutação* são definidos com as duas tensões de entrada em que a tensão de saída muda de estado. O ponto de comutação superior (abreviado por UTP – *upper trip point*) tem um valor de

$$\text{UTP} = BV_{sat}$$

e o ponto de comutação inferior (LTP – *lower trip point*) tem um valor de

$$\text{LTP} = -BV_{\text{sat}}$$

A diferença entre os pontos de comutação corresponde à histerese *H*:

$$\text{H} = BV_{\text{sat}} - (-BV_{\text{sat}})$$

ou

$$H = 2BV_{\text{sat}} \tag{21.10}$$

A realimentação positiva provoca a histerese mostrada na Figura 21.11*b*. Se não houvesse realimentação positiva, *B* seria igual a zero e a histerese desapareceria, pois os dois pontos de comutação seriam iguais a zero.

A histerese é desejável em um Schmitt trigger porque ela evita que ruídos provoquem disparos falsos. Imagine um Schmitt trigger sem histerese, que seja equivalente ao da Figura 21.11*b*, com $B = 0$. Então qualquer tensão de ruído na entrada do Schmitt trigger faz com que a tensão de saída comute aleatoriamente do estado baixo para o alto, e vice-versa. Em seguida, imagine um Schmitt trigger com histerese, como mostra a Figura 21.11*b*. Se a tensão de pico a pico do ruído for menor do que a histerese, o ruído não é capaz de produzir um disparo falso. Por exemplo, se UTP = + 1 V e LTP = – 1 V, então $H = 2$ V. Nesse caso, o Schmitt trigger é imune a disparos falsos enquanto a tensão de pico a pico do ruído for menor do que 2 V.

Circuito Não-Inversor

A Figura 21.12*a* mostra um *Schmitt trigger não-inversor*. O seu gráfico da tensão de saída *versus* a tensão de entrada também apresenta um laço de histerese, como mostra a Figura 21.12*b*. Novamente, você pode perceber melhor como o circuito funciona movendo o seu dedo ao longo das partes horizontal e vertical do gráfico. Mover o seu dedo ao longo de uma parte horizontal equivale a uma variação na tensão de entrada, porém a tensão de saída permanece constante. Mover o seu dedo ao longo de uma parte vertical na direção das setas equivale a uma mudança na tensão de saída. A comutação de baixo para alto ocorre no canto inferior direito do laço de histerese e a comutação de alto para baixo ocorre no canto superior esquerdo.

Eis como funciona: considere que a saída do circuito da Figura 21.12*a* esteja saturada positivamente. Então a tensão de realimentação na entrada não-inversora é positiva, reforçando a saturação positiva. De forma similar, quando a saída for saturada negativamente, a tensão de realimentação na entrada não-inversora será negativa, reforçando 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 se torne positiva o suficiente para gerar a tensão de erro. Quando isto acontece, a saída entra na saturação positiva. Uma vez que a saída esteja na saturação positiva, ela permanece nesse estado até que a tensão de entrada se torne negativa o suficiente para gerar a tensão de erro negativa.

Eis como deduzir o ponto de comutação superior: considere que a saída esteja negativamente saturada. Então

$$v_{\text{out}} = -V_{\text{sat}}$$

A saída mudará do estado baixo para o alto quando v_{error} passar pelo 0. Quando v_{error} for exatamente 0,

$$\text{UTP} = i_{in}R_2 \tag{21.11}$$

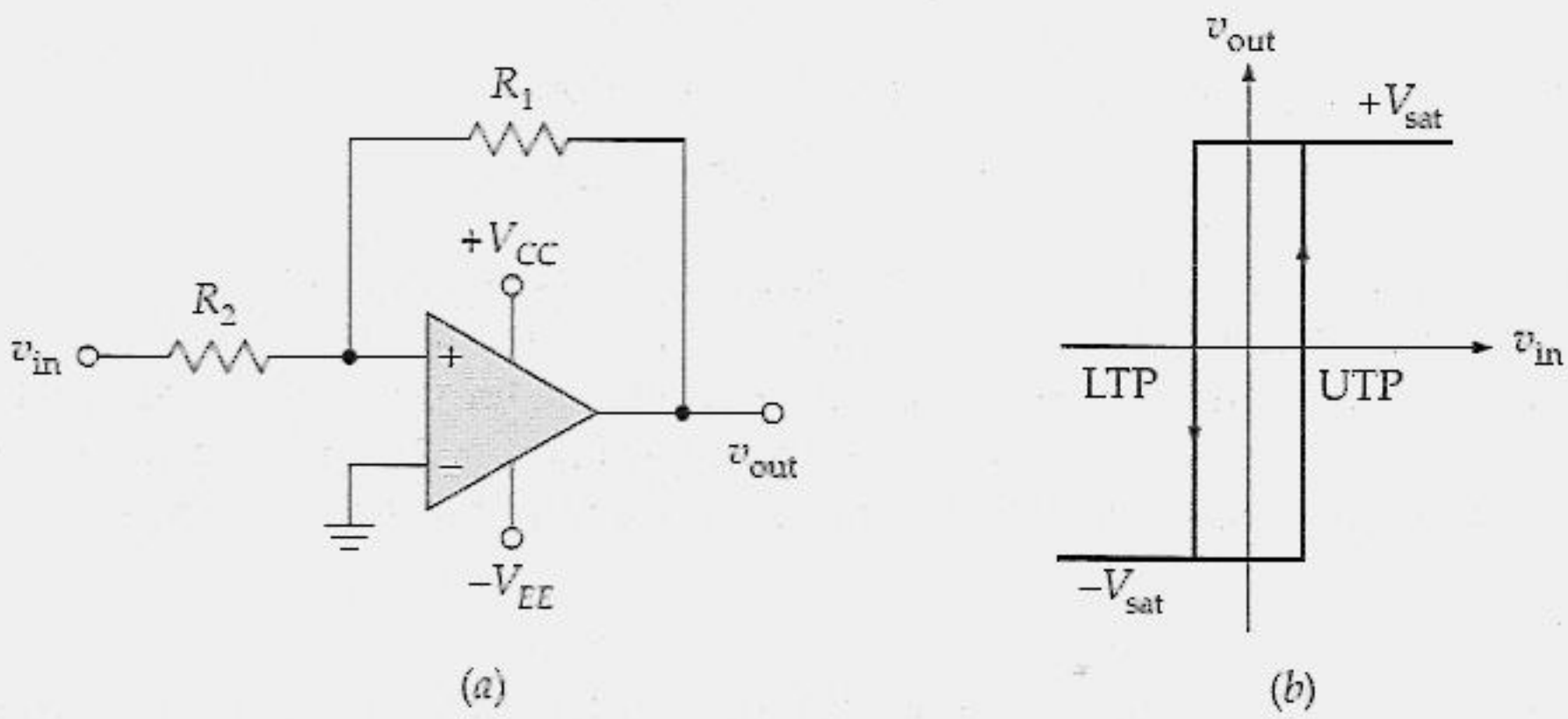


Figura 21.12 Schmitt trigger não-inversor com tensão central zero.

Toda a corrente de entrada passa através de R_1, de forma que podemos escrever

$$i_{\text{in}} = \frac{V_{\text{sat}}}{R_1}$$

Substituindo-se essa expressão na Equação (21.11), temos

$$\text{UTP} = \frac{R_2}{R_1} V_{\text{sat}} \tag{21.12}$$

O ponto de comutação inferior tem o mesmo valor, com sinal oposto.

Exemplo 21.5

Se V_{sat} = 13,5 V, quais são os pontos de comutação e a histerese do circuito da Figura 21.13?

Solução

A fração de realimentação é

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{48\ \text{k}\Omega} = 0{,}0208$$

O ponto de comutação superior é

$$\text{UTP} = 0{,}0208(13{,}5\ \text{V}) = 0{,}281\ \text{V}$$

O ponto de comutação inferior tem o mesmo valor com sinal oposto:

$$\text{LTP} = -0{,}281\ \text{V}$$

A histerese corresponde à diferença entre os dois pontos de comutação:

$$H = 0{,}281\ \text{V} - (-0{,}281\ \text{V}) = 0{,}562\ \text{V}$$

Isto significa que o Schmitt trigger da Figura 21.13 é capaz de se opor a um ruído com uma tensão de pico a pico de até 0,562 V sem realizar um disparo falso. E significa também que uma tensão de entrada desejada terá de ter uma tensão positiva maior do que 0,281 V para a saída comutar de alto para baixo. Além disso ela terá de ser mais negativa do que – 0,281 V para que a saída comute de baixo para alto.

Exemplo 21.6

A Figura 21.14 apresenta um Schmitt trigger não-inversor. Se V_{sat} = 13,5 V, quais são os pontos de comutação e a histerese?

Solução

Com a Equação (21.12),

$$\text{UTP} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega} 13{,}5\ \text{V} = 0{,}135\ \text{V}$$

A histerese é o dobro desse valor:

$$H = 2(0{,}135\ \text{V}) = 0{,}27\ \text{V}$$

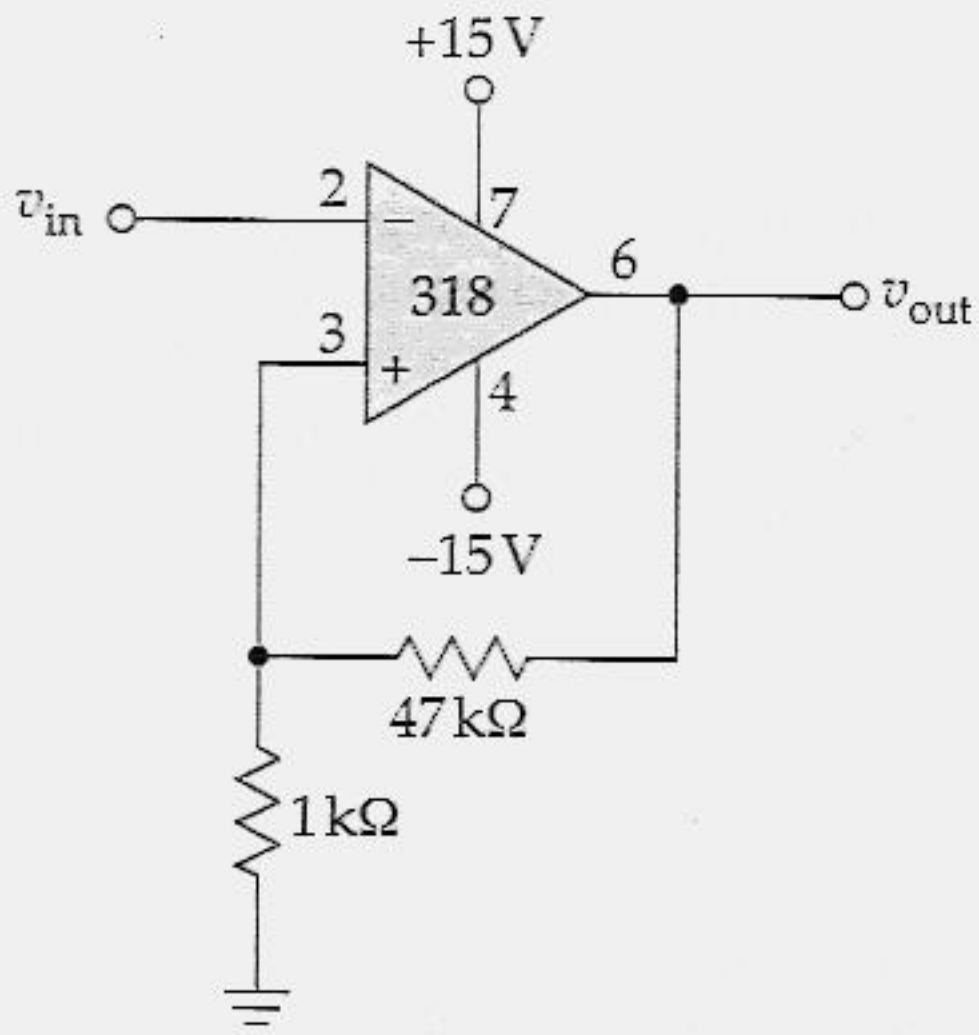


Figura 21.13 Exemplo.

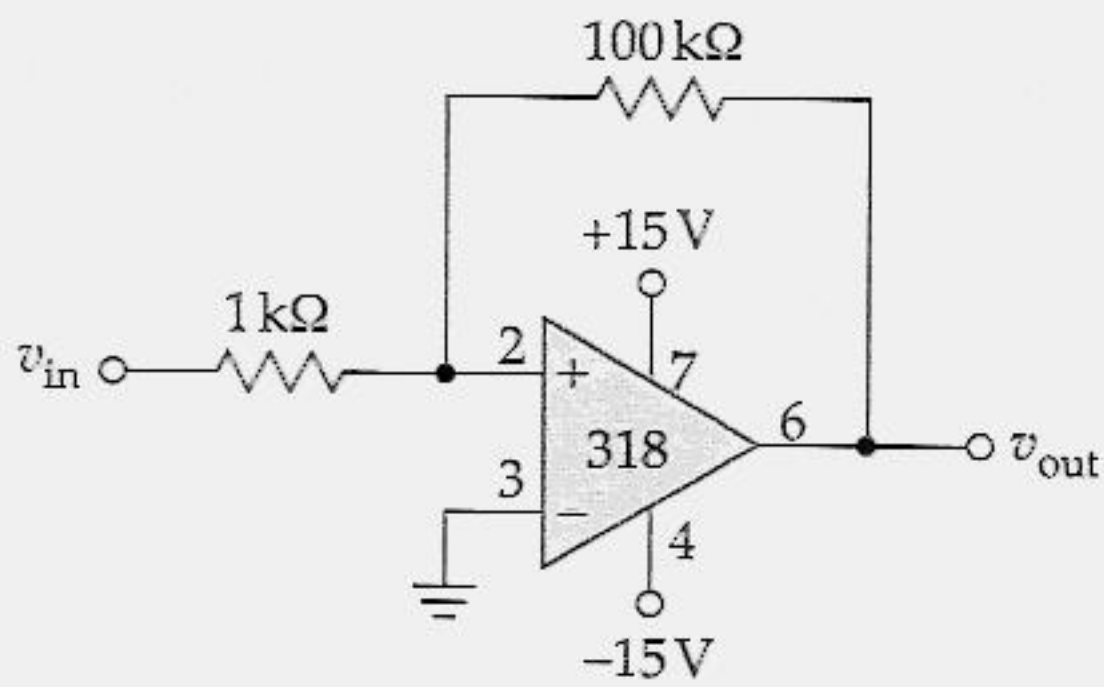


Figura 21.14 Schmitt trigger não-inversor com tensão central zero.

21.4 O INTEGRADOR

Um *integrador* é um circuito que realiza uma operação matemática denominada de integração. A aplicação mais comum de um integrador é a geração de uma tensão de saída na forma de uma *rampa,* que apresenta uma linearidade no aumento ou na diminuição da tensão.

Circuito Básico

A Figura 21.15*a* apresenta o circuito de um integrador amp op. Como você pode ver, o componente da realimentação é um capacitor em vez de um resistor. O sinal usual de entrada é um pulso retangular como mostra a Figura 21.15*b*. Quando o pulso é baixo, $v_{in} = 0$. Quando o pulso é alto, $v_{in} = V_{in}$. Imagine este sendo aplicado no lado esquerdo do resistor R. Devido ao terra virtual, uma tensão alta na entrada 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 se carrega e a sua tensão aumenta com a polaridade mostrada. Devido ao terra virtual, a tensão de saída é igual à tensão sobre o capacitor. Para uma tensão positiva de entrada, a tensão de saída será negativa e crescente.

Aqui está uma prova de que a tensão de saída é uma rampa. A lei básica do capacitor diz que

$$C = \frac{Q}{V}$$

ou

$$V = \frac{Q}{C} \tag{21.13}$$

Como uma corrente constante circula no capacitor, a carga Q aumenta linearmente em relação ao tempo. Isto significa que a tensão no capacitor aumenta linearmente, equivalente à tensão de saída na forma de uma rampa negativa, como mostra a Figura 21.15*c*. No final do pulso, a tensão de saída retorna para zero e cessa a corrente de carga. Em razão de o capacitor reter a carga adquirida, a tensão de saída permanece com uma tensão negativa de $-V$. Para obter a fórmula para a tensão de saída, divida os dois lados da Equação (21.13) por T:

$$\frac{V}{T} = \frac{Q/T}{C}$$

Como a corrente de carga é constante, podemos escrever

$$\frac{V}{T} = \frac{I}{C}$$

ou

$$V = \frac{IT}{C} \tag{21.14}$$

Essa é a tensão sobre o capacitor no final do pulso.

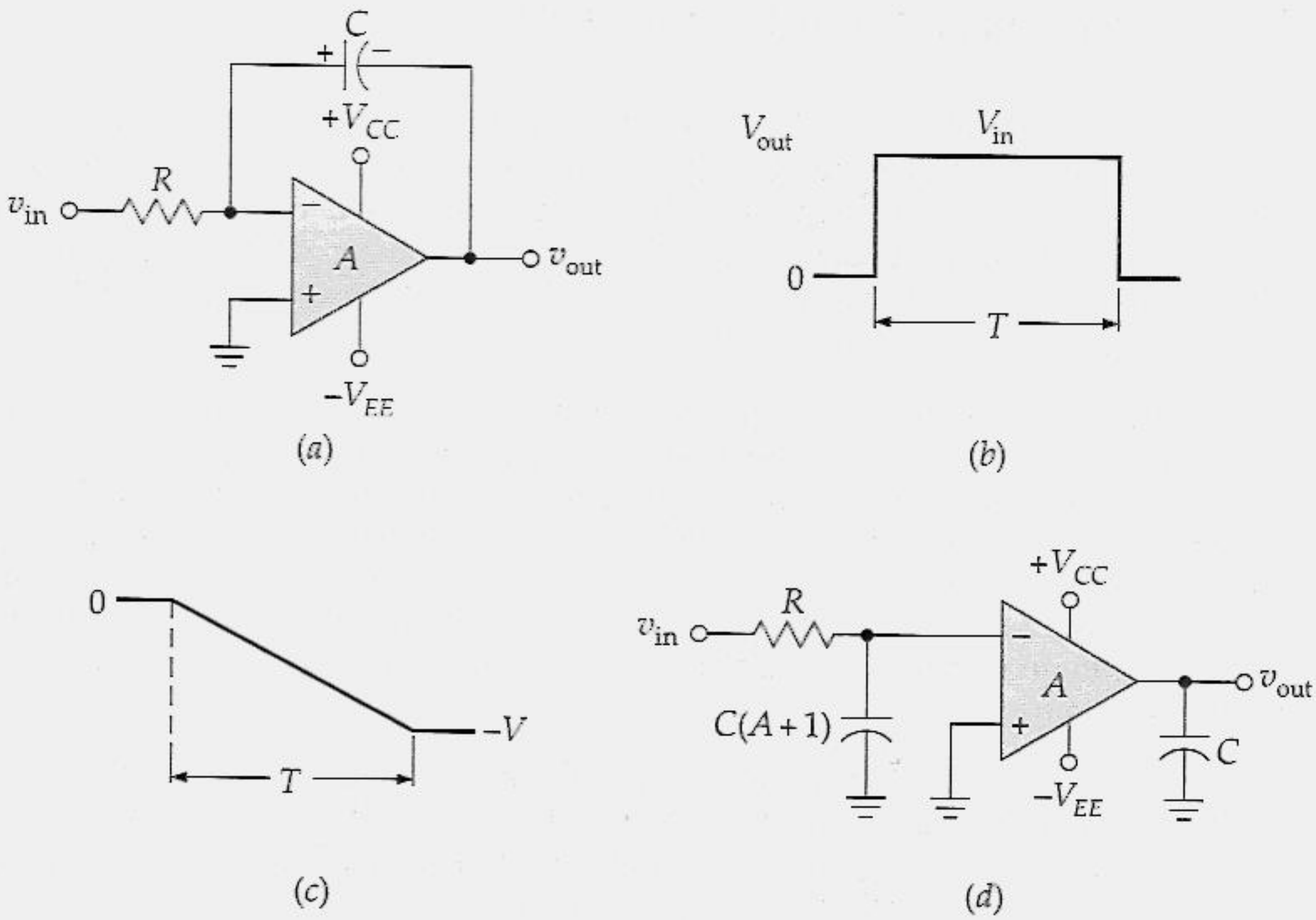


Figura 21.15 (*a*) Integrador; (*b*) sinal retangular de entrada; (*c*) rampa típica de saída; (*d*) circuito equivalente com a capacitância Miller.

Para finalizar: devido ao efeito Miller, podemos dividir o capacitor de realimentação em duas capacitâncias equivalentes, como mostra a Figura 21.15*d*. A constante de tempo de malha fechada RC' para o circuito de desvio de entrada é

$$RC' = RC(A + 1) \tag{21.15}$$

Para o integrador funcionar adequadamente, essa constante de tempo deve ser muito maior do que a largura do pulso de entrada (pelo menos 10 vezes maior). Como uma fórmula,

$$RC' > 10T \tag{21.16}$$

Em um integrador amp op típico, a constante de tempo de malha fechada é extremamente longa. Assim você raramente terá qualquer problema ao satisfazer a condição de 10:1.

Eliminação da Compensação (*Offset*) de Saída

O circuito da Figura 21.15*a* necessita de uma ligeira modificação para torná-lo prático. Em virtude de o capacitor ser um circuito aberto para sinais *cc*, não há realimentação negativa na freqüência zero. Sem a realimentação negativa, o circuito considera qualquer tensão de compensação de entrada como uma tensão de entrada válida. O resultado é que o capacitor se carrega e a tensão de saída entra na saturação positiva ou negativa, na qual permanece indefinidamente.

Uma forma de reduzir o efeito da tensão de compensação de entrada é diminuir o ganho de tensão na freqüência zero inserindo um resistor em paralelo com o capacitor, como mostra a Figura 21.16*a*. Esse resistor deve ser pelo menos 10 vezes maior do que o resistor de entrada. Se a resistência acrescentada for de 10*R*, o ganho de tensão de malha fechada será 10 e a tensão de compensação de saída será reduzida para um nível aceitável. Quando houver um sinal válido na entrada, o resistor adicional quase não tem efeito na carga do capacitor, de modo que a tensão de saída ainda será quase uma rampa perfeita.

Uma outra forma de suprimir o efeito da tensão de compensação de entrada é utilizar uma chave JFET, como mostra a Figura 21.16*b*. A tensão de reativação na porta do JFET pode ser 0 V ou $-V_{CC}$, que é suficiente para levar o JFET ao corte. Portanto, podemos ajustar o JFET para ter uma baixa resistência quando o integrador estiver inativo e uma alta resistência quando ele estiver ativo.

O JFET descarrega o capacitor preparando-o para um próximo pulso de entrada. Exatamente antes do início do próximo pulso, a tensão de reativação é levada a 0 V, o que descarrega o capacitor. No instante em que o próximo pulso começa, a tensão de reativação se torna $-V_{CC}$, o que leva o JFET ao corte. Então o integrador produz uma tensão de saída na forma de uma rampa.

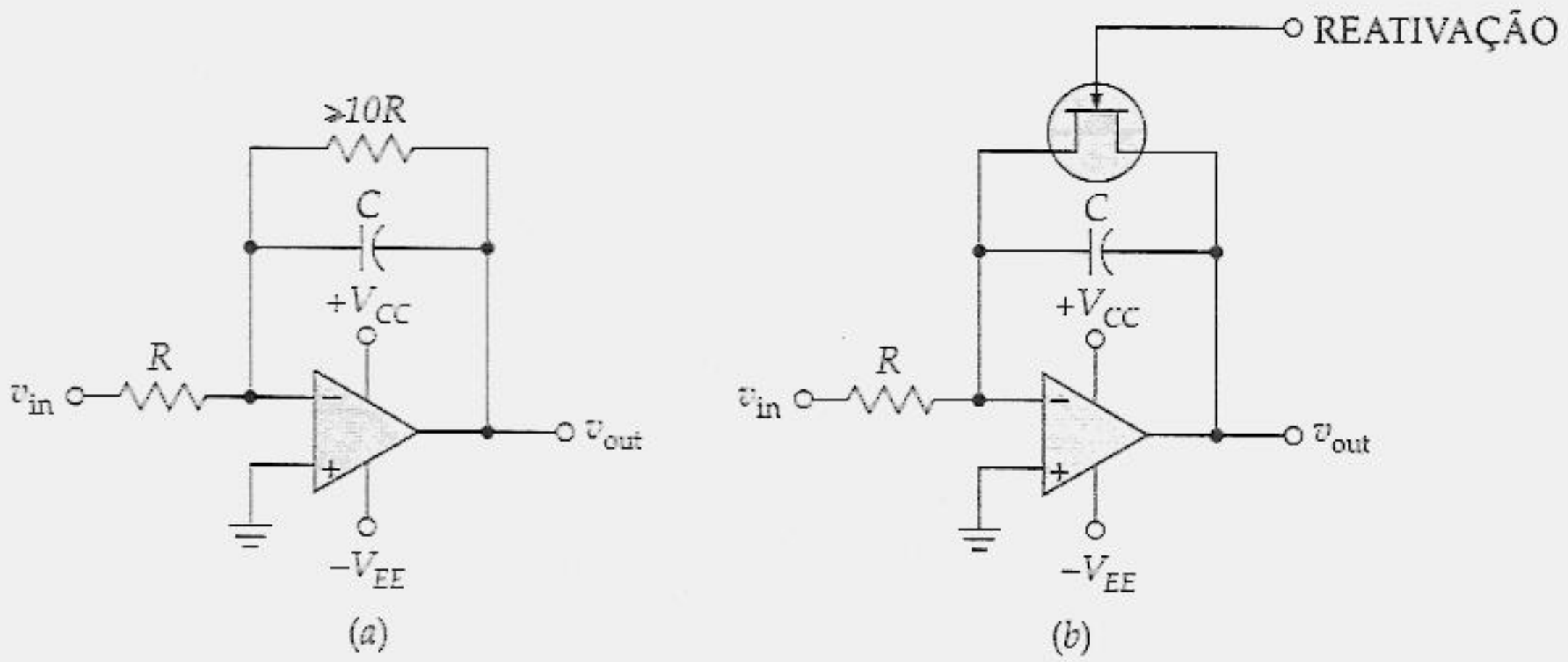


Figura 21.16 (*a*) O resistor em paralelo com o capacitor reduz a tensão de compensação de saída; (*b*) um JFET sendo utilizado para reativar o integrador.

Exemplo 21.7

Na Figura 21.17, qual a tensão no capacitor ao final do pulso de entrada. Se o 741C tem um ganho de tensão diferencial de 100.000, qual a constante de tempo de malha fechada?

Solução

Devido ao terra virtual na entrada inversora, a corrente de entrada é

$$I = \frac{8\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 4\ \text{mA}$$

Com a Equação (21.14), a tensão de saída ao final do pulso é

$$V = \frac{(4\ \text{mA})(1\ \text{ms})}{1\ \mu\text{F}} = 4\ \text{V}$$

Imagine uma tensão de saída que começa em 0 V e diminui linearmente até – 4 V. Esta é a saída do integrador. A forma de onda é como mostra a Figura 21.15*c*.

Devido ao efeito Miller, a constante de tempo de malha fechada é

$$RC' = (2\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})(100.000) = 200\ \text{s}$$

Essa é a Equação (21.15) com $A + 1$ igual a aproximadamente 100.000 para um 741C. Como a constante de tempo de malha fechada (200 s) é muito maior do que a largura do pulso (1 ms), apenas a parte inicial da carga exponencial é envolvida. Por isso, a tensão de saída é quase uma rampa perfeita. Assim é que as tensões lineares de varredura de um osciloscópio são geradas.

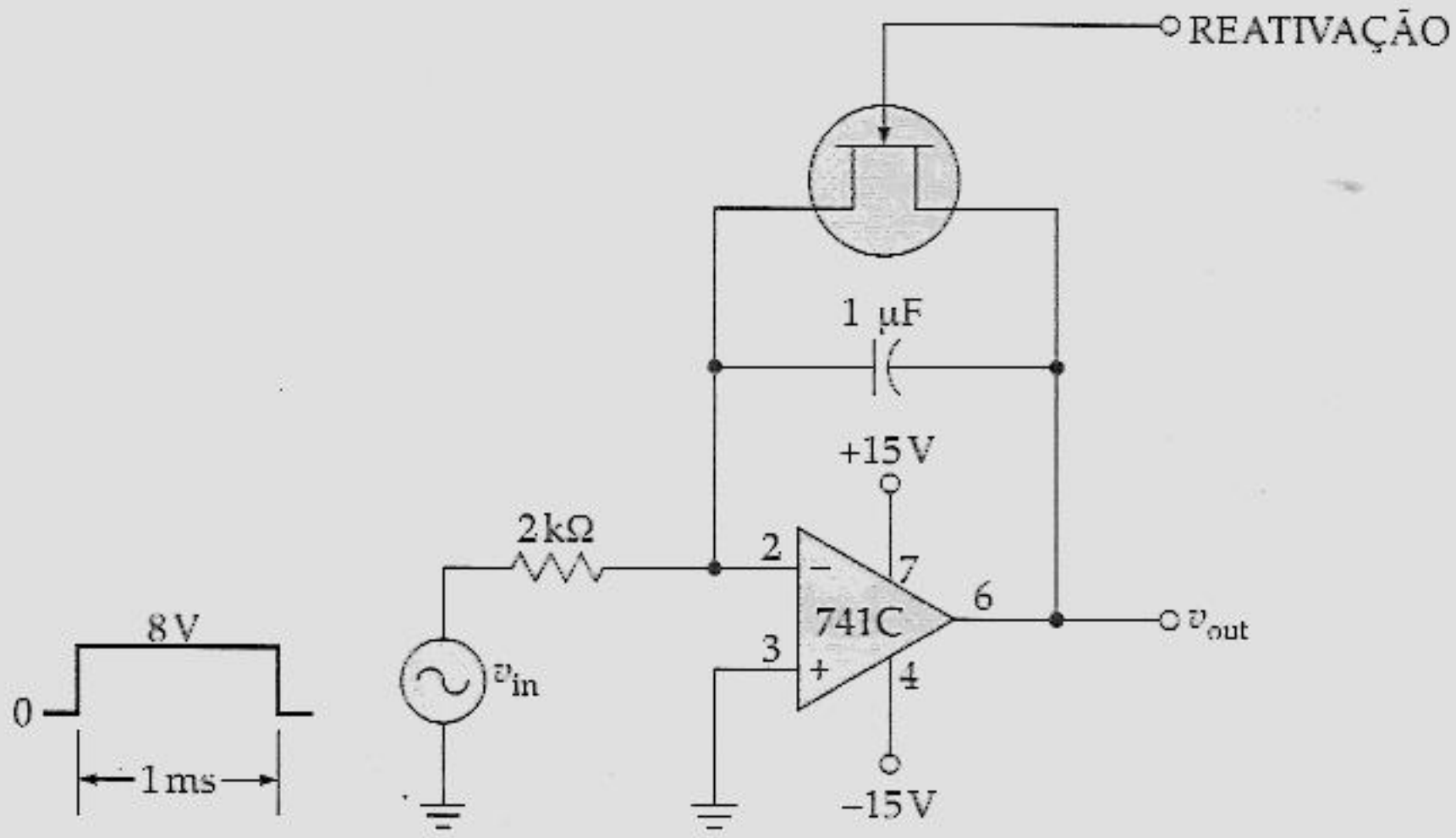


Figura 21.17 Exemplo.

21.5 CONVERSÃO DE FORMA DE ONDA

Com os amps op podemos converter ondas senoidais em retangulares, ondas retangulares em triangulares, e assim por diante. Esta seção trata de alguns circuitos básicos que convertem uma forma de onda de entrada numa onda de saída de forma diferente.

Senoidal em Retangular

A Figura 21.18*a* mostra um Schmitt trigger e a Figura 21.18*b* é o gráfico da tensão de saída *versus* a tensão de entrada. Quando o sinal de entrada é *periódico* (ciclos repetidos), o Schmitt trigger produz uma saída de onda retangular, como é mostrado. Isto supõe que o sinal de entrada seja suficientemente grande para passar pelos dois pontos de comutação da Figura 21.18*c*. Quando a tensão de entrada ultrapassa o UTP na variação para cima do semiciclo positivo, a tensão de saída muda para $-V_{sat}$. No próximo semiciclo, a tensão de entrada torna-se mais negativa do que LTP e a saída muda de volta para $+V_{sat}$.

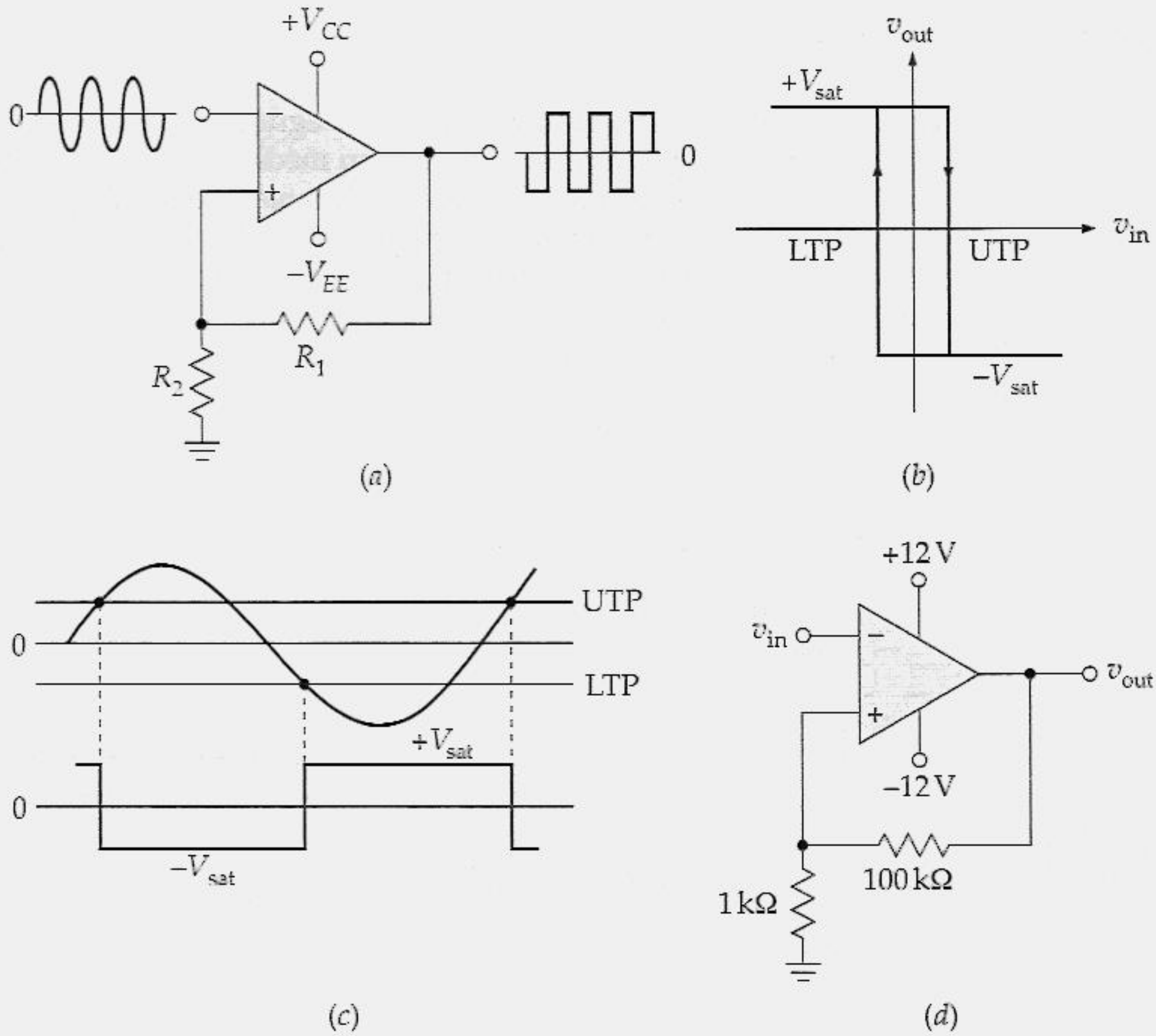


Figura 21.18 (*a*) Uma entrada periódica no Schmitt trigger produz uma saída retangular; (*b*) característica de transferência inversora; (*c*) as transições de saída ocorrem quando a entrada alcança os pontos de comutação; (*d*) exemplo.

Um Schmitt trigger sempre produz uma saída retangular, independentemente da forma do sinal da entrada. Em outras palavras, a tensão de entrada não precisa ser senoidal, como mostra a Figura 21.18*a*. Enquanto a forma de onda for periódica e tiver uma amplitude suficientemente grande para passar pelos pontos de comutação, teremos uma onda retangular na saída do Schmitt trigger. Esta onda retangular tem a mesma freqüência do sinal de entrada (isto está claro na Figura 21.18*c*).

Como exemplo, a Figura 21.18*d* mostra um Schmitt trigger com pontos de comutação de aproximadamente UTP = + 0,1 V e LTP = – 0,1 V. Se o sinal de entrada for repetitivo e tiver um valor de pico a pico maior do que 0,2 V, então a saída é uma onda retangular com um valor de pico a pico de aproximadamente 20 V.

Retangular em Triangular

Na Figura 21.19*a*, uma onda retangular é a entrada de um integrador. Como o sinal de entrada tem um valor *cc* ou médio igual a zero, o valor *cc* ou médio da saída também é zero. Como mostra a Figura 21.19*b*, a rampa é decrescente durante o semiciclo positivo da tensão de entrada e crescente durante o semiciclo negativo. Portanto, a saída é uma onda triangular periódica com a mesma freqüência que a da entrada. Analisando a variação de tensão numa rampa, podemos provar que a tensão de saída é dada por

$$v_{out} = \frac{v_{in}}{4fRC} \tag{21.17}$$

onde v_{in} e v_{out} são expressos em valores de pico a pico.

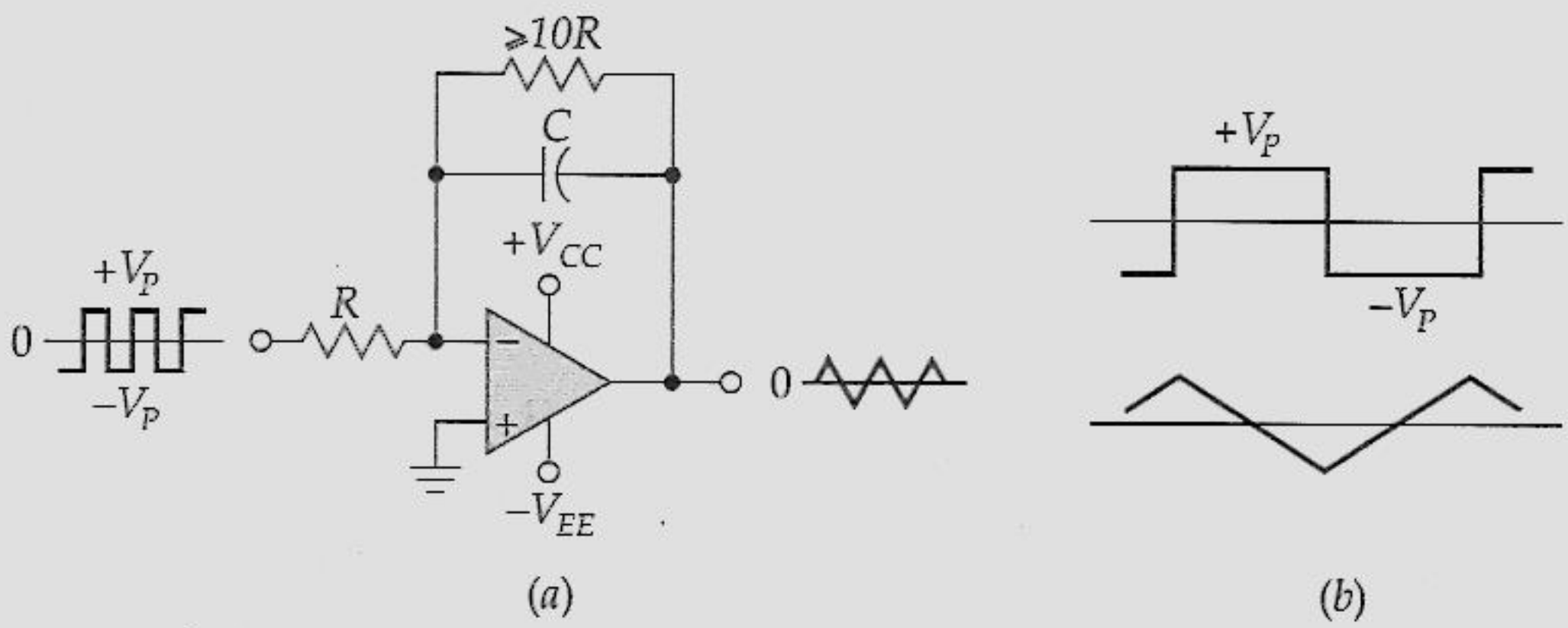


Figura 21.19 (*a*) Uma entrada retangular no integrador produz uma saída triangular; (*b*) formas de onda de entrada e saída.

De Triangular em Pulso

A Figura 21.20*a* mostra um circuito que converte uma entrada triangular em uma saída retangular. Variando R_2, podemos mudar a largura dos pulsos de saída, o que equivale a variar o *ciclo de trabalho*. Na Figura 21.20*b*, *W* representa a largura de pulso e *T*, o período. O ciclo de trabalho *D* é definido como a largura de pulso dividida pelo período:

$$D = \frac{W}{T}(100\%) \tag{21.18}$$

Por exemplo, se a saída tem $W = 1$ ms e $T = 4$ ms, o ciclo de trabalho é

$$D = \frac{1 \text{ ms}}{4 \text{ ms}}(100\%) = 25\%$$

Em algumas aplicações, queremos produzir um pulso com ciclo de trabalho variável. O circuito da Figura 21.20*a* é ideal para essa aplicação. Basicamente, ele é um detector de limite que comuta de estado a saída no momento em que a tensão de entrada cruza um nível específico. O comparador tem uma tensão de referência ajustável na entrada inversora. Isto nos permite mover o ponto de comutação de zero para um nível de tensão positiva. Quando a tensão triangular de entrada exceder à tensão de referência, a saída será alta, como mostra a Figura 21.20*c*. Como v_{ref} é ajustável, podemos variar a largura do pulso de saída, o que equivale a mudar o ciclo de trabalho, conforme a Figura 21.20*b*. Com um circuito como esse, podemos variar o ciclo de trabalho de aproximadamente 0 a 50%.

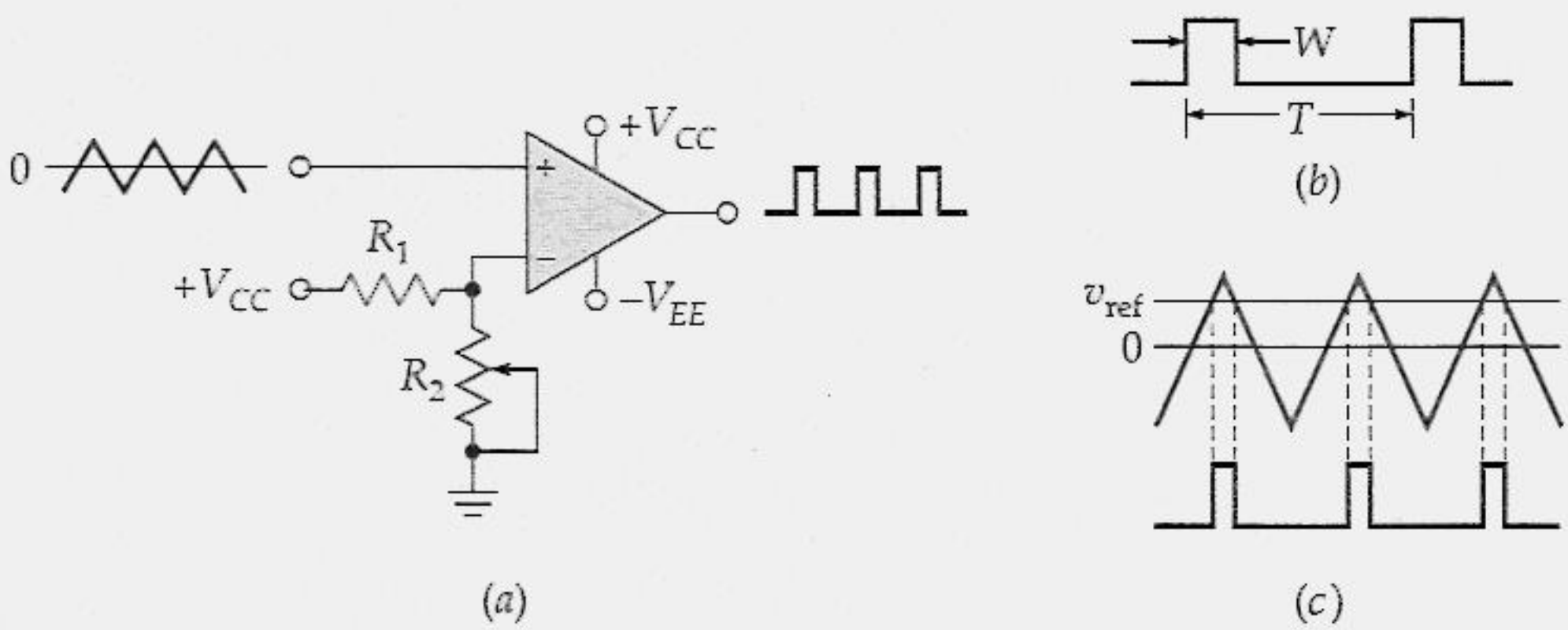


Figura 21.20 (*a*) Circuito conversor de sinal triangular para pulso; (*b*) a saída possui um ciclo de trabalho ajustável; (*c*) formas de onda da entrada triangular e o pulso de saída.

Exemplo 21.8

Um sinal retangular de entrada aciona o integrador da Figura 21.21. Se a freqüência for de 1 kHz e a tensão de pico a pico de entrada for de 10 V, qual a tensão de saída?

Com a Equação (21.17), a saída é uma onda triangular com uma tensão de pico a pico de

$$v_{out} = \frac{10 \text{ V}}{4(1 \text{ kHz})(1 \text{ k}\Omega)(10 \ \mu\text{F})} = 0{,}25 \text{ V}$$

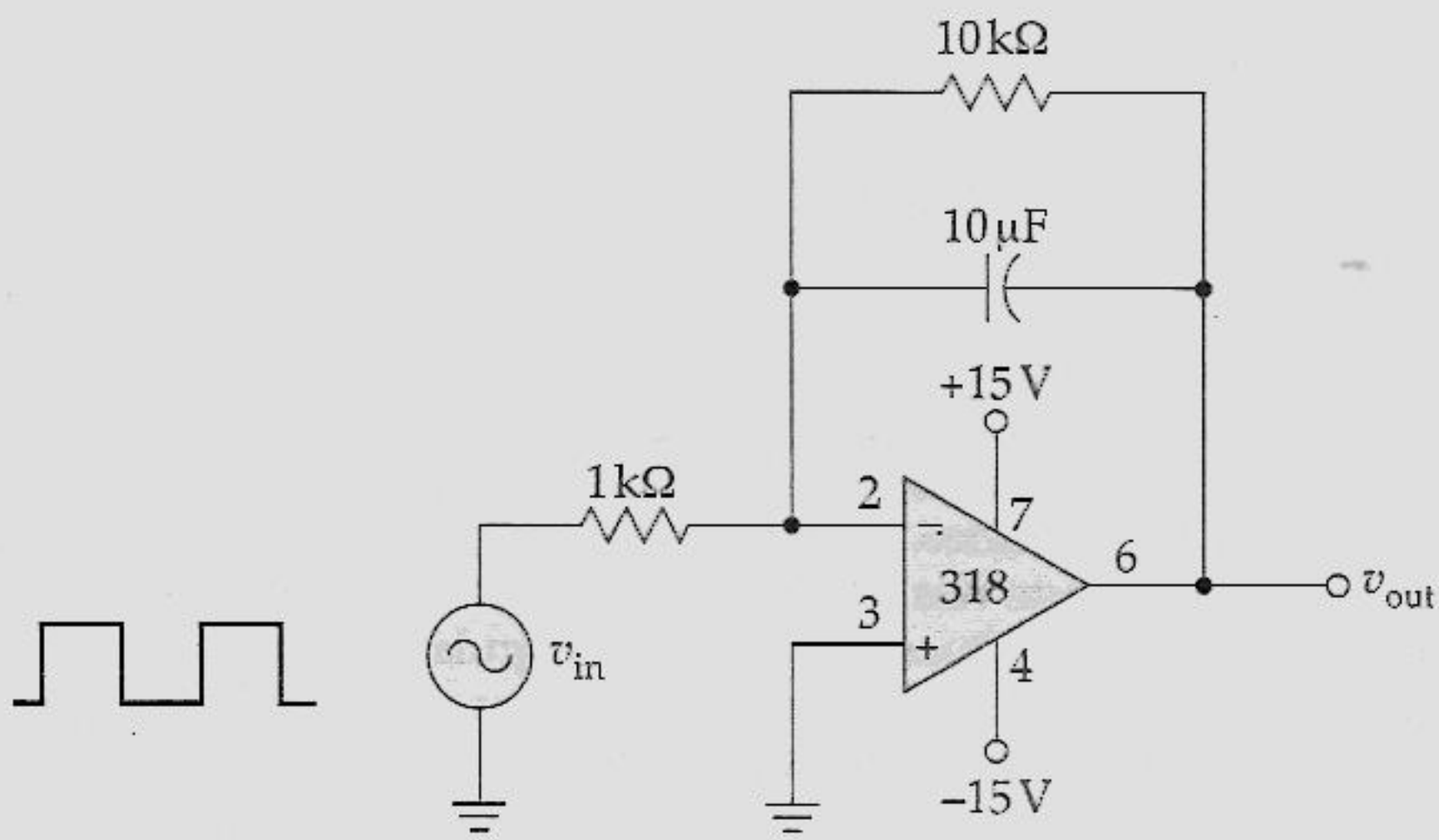


Figura 21.21 Exemplo de um integrador.

Exemplo 21.9

Um sinal triangular de entrada aciona o circuito da Figura 21.22*a*. Se a freqüência desse sinal for de 1 kHz, qual a freqüência do sinal de saída? Qual o ciclo de trabalho quando o cursor do potenciômetro está na metade de sua faixa?

Solução

Cada pulso de saída ocorre durante o semiciclo positivo da tensão de entrada. Portanto, a freqüência de saída tem de ser de 1 kHz, assim como a freqüência de entrada.

No diagrama esquemático, o valor apresentado para o potenciômetro é geralmente a resistência máxima. Portanto, quando o cursor estiver na metade de sua faixa, a resistêcia é de 5 kΩ. Isto significa que a tensão de referência é

$$v_{ref} = \frac{15\ \text{V}}{15\ \text{k}\Omega} 5\ \text{k}\Omega = 5\ \text{V}$$

O período do sinal de entrada e saída é

$$T = \frac{1}{1\ \text{kHz}} = 1\ \text{ms} = 1.000\ \mu\text{s}$$

A Figura 21.22*b* mostra esse valor. São necessários 500 μs para que a tensão de entrada aumente de – 7,5 a + 7,5 V, pois corresponde à metade do ciclo.

O ponto de comutação do comparador é em + 5 V. Isso significa que o pulso de saída tem uma largura *W*, como mostra a Figura 21.22*b*.

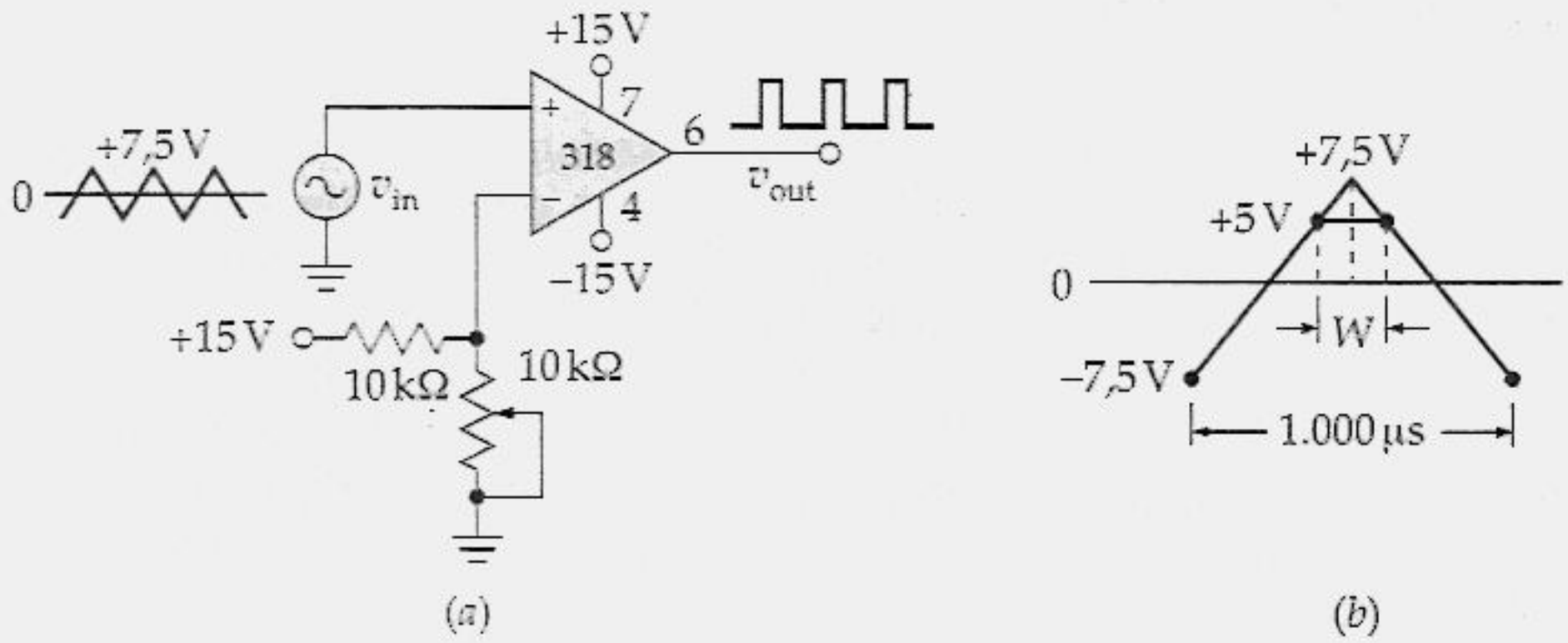


Figura 21.22 Exemplo.

Devido à geometria da Figura 21.22*b*, podemos ajustar uma proporção entre a tensão e o tempo da seguinte forma:

$$\frac{W/2}{500\ \mu s} = \frac{7{,}5\ V - 5\ V}{15\ V}$$

Colocando em função de *W*, temos

$$W = 167\ \mu s$$

O ciclo de trabalho é

$$D = \frac{167\ \mu s}{1.000\ \mu s}(100\%) = 16{,}7\%$$

Na Figura 21.22*a*, movendo-se o cursor para baixo, a tensão de referência aumenta e o ciclo de trabalho da tensão de saída diminui. Movendo-se o cursor para cima, a tensão de referência diminui e o ciclo de trabalho da tensão de saída aumenta. Para os valores dados na Figura 21.22*a*, o ciclo de trabalho pode variar de 0 a 50%.

21.6 GERAÇÃO DE FORMA DE ONDA

Com uma realimentação positiva também é possível construir osciladores, circuitos que geram ou criam um sinal de saída sem sinal de entrada externo. Esta seção constitui-se uma visão rápida de alguns circuitos com amp op capazes de gerar sinais não-senoidais.

Oscilador de Relaxação

Na Figura 21.23*a*, não há sinal de entrada. Entretanto, o circuito gera uma onda retangular na saída. Como isto é possível? Suponha que a saída esteja na saturação positiva. O capacitor se carregará exponencialmente em direção a $+V_{sat}$. Ele nunca atingirá $+V_{sat}$ porque a sua tensão atinge o UTP, como mostra a Figura 21.23*b*. Quando isto ocorre, a saída muda para $-V_{sat}$ e a corrente no capacitor muda de direção. Então a tensão no capacitor diminui conforme é mostrado. Quando a tensão do capacitor atinge o LTP, a saída muda novamente para $+V_{sat}$. E o ciclo então se repete. Devido à carga e à descarga contínuas do capacitor, a saída é uma onda retangular com um ciclo de trabalho de 50%.

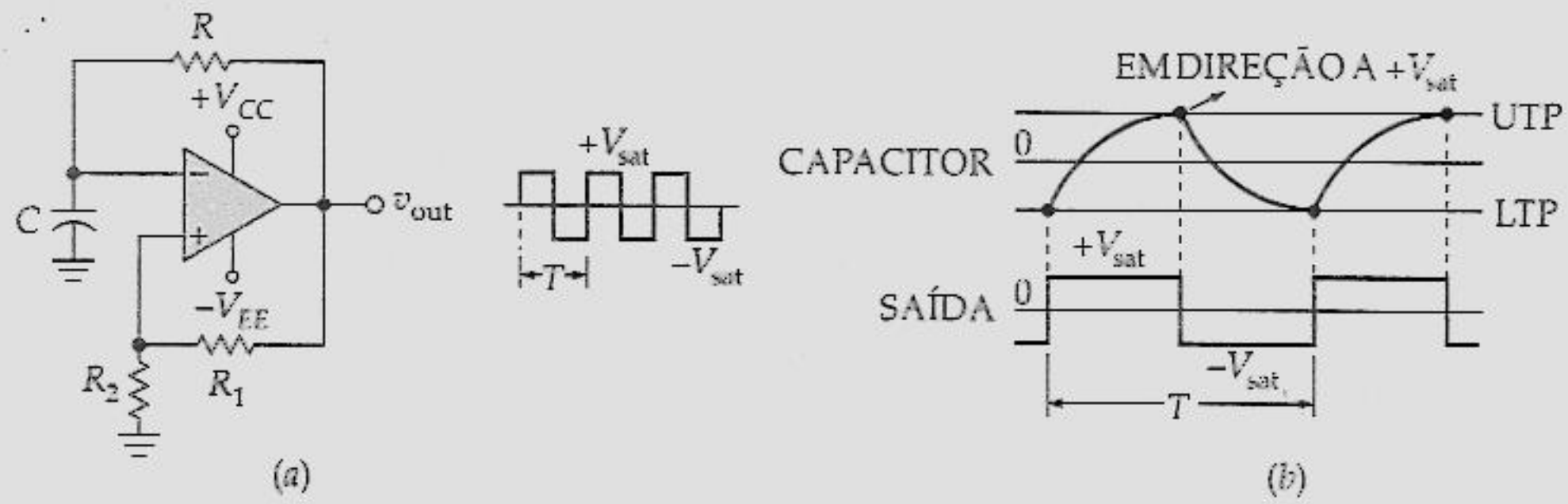


Figura 21.23 (*a*) Oscilador de relaxação; (*b*) formas de onda no capacitor e na saída.

Analisando a carga e a descarga exponencial do capacitor, podemos deduzir esta fórmula para o período da onda retangular de saída:

$$T = 2RC \ln \frac{1 + B}{1 - B} \tag{21.19}$$

Esta equação utiliza o logaritmo natural, que é um logaritmo de base *e*. Uma calculadora científica ou uma tabela de logaritmo natural precisa ser utilizada com essa equação.

O circuito da Figura 21.23*a* é chamado de *oscilador de relaxação*, que é um circuito que gera um sinal de saída cuja freqüência depende da carga e da descarga de um capacitor. Se aumentarmos a constante de tempo *RC*, levará mais tempo para a tensão do capacitor atingir os pontos de comutação. Portanto, a freqüência será mais baixa. Fazendo com que *R* seja ajustável, podemos obter uma faixa de sintonia típica de 50:1.

Gerando Ondas Triangulares

Quando colocamos em cascata um oscilador de relaxação e um integrador, obtemos um circuito que produz uma saída retangular conforme mostra a Figura 21.24. A onda retangular que sai do oscilador de relaxação alimenta o integrador, que produz uma forma de onda de saída triangular. A onda retangular varia entre $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$. Você pode calcular o seu período com a Equação (21.19). A onda triangular tem o mesmo período e a mesma freqüência. Você pode calcular o valor de pico a pico através da Equação (21.17).

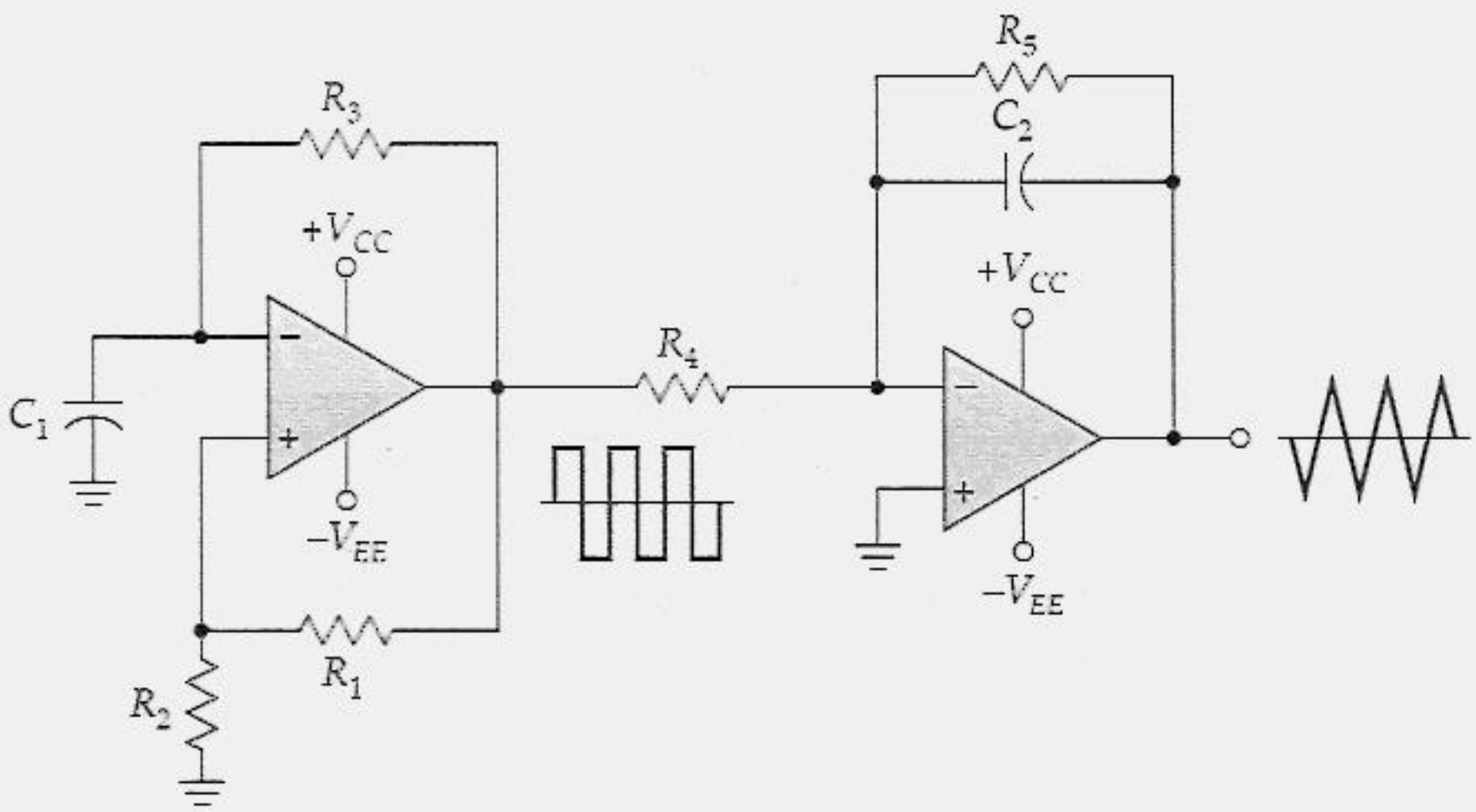


Figura 21.24 Oscilador de relaxação acionando um integrador para produzir uma onda triangular na saída.

Exemplo 21.10

Qual a freqüência do sinal de saída do circuito da Figura 21.25?

Solução

Na Figura 21.25, identifique o divisor de tensão na realimentação. Observe que ele contém um resistor R_2 de 18 kΩ e um R_1 de 2 kΩ. Com esses valores a fração de realimentação é

$$B = \frac{18\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega} = 0{,}9$$

A constante de tempo RC é

$$RC = (1\ \text{k}\Omega)(0{,}1\ \mu\text{F}) = 100\ \mu\text{s}$$

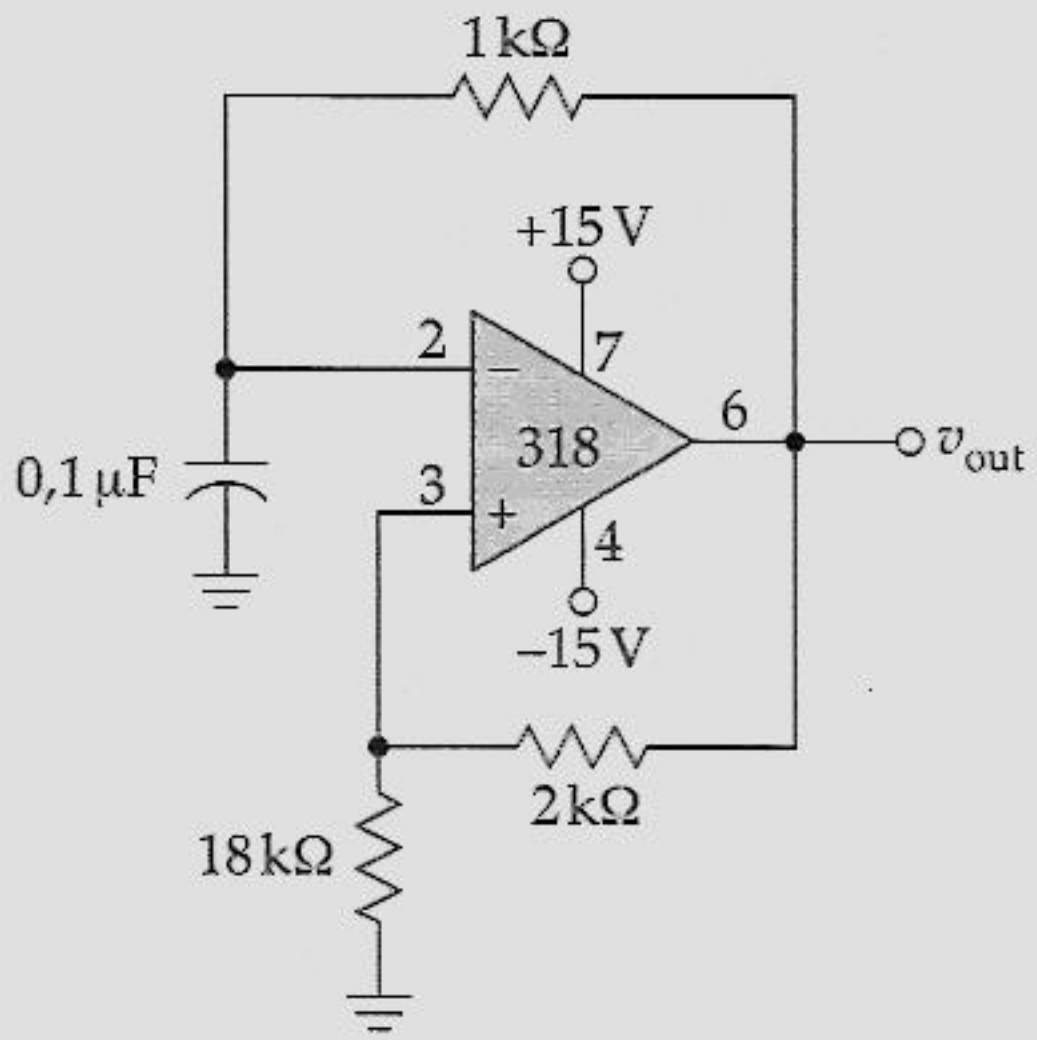


Figura 21.25 Exemplo.

Com a Equação(21.19), o período do sinal de saída é

$$T = 2(100\ \mu s)\ \ln \frac{1,9}{0,1} = 589\ \mu s$$

e a freqüência é

$$f = \frac{1}{589\ \mu s} = 1,7\ \text{kHz}$$

A tensão *ca* de saída tem uma freqüência de 1,7 kHz e um valor de pico a pico de $2\ V_{sat}$, aproximadamente 27 V para o circuito da Figura 21.25.

TÓPICOS OPCIONAIS

21.7 CONVERSOR A/D

A Figura 21.26 mostra parte de um conversor *analógico para digital* (A/D) utilizado em voltímetros digitais e em muitas outras aplicações. A tensão de entrada a ser medida ou convertida é aplicada à entrada não-inversora. Uma tensão em escada alimenta a entrada inversora. À medida que a tensão inversora aumenta, a tensão de erro torna-se menos positiva. Em algum ponto ao longo da escadaria, a entrada inversora torna-se

mais positiva que a entrada não-inversora. Quando isto ocorre, a saída do comparador muda para o estado baixo. O intervalo de tempo que a tensão da escada leva para ultrapassar v_{in} é a base para se entender o funcionamento do circuito. Quanto maior v_{in}, mais tempo leva para a tensão da escala ultrapassar v_{in}; em outras palavras, o tempo é diretamente proporciomal a v_{in}. Em outros circuitos, que não aparecem aqui, podemos medir a tensão com um indicador de sete segmentos.

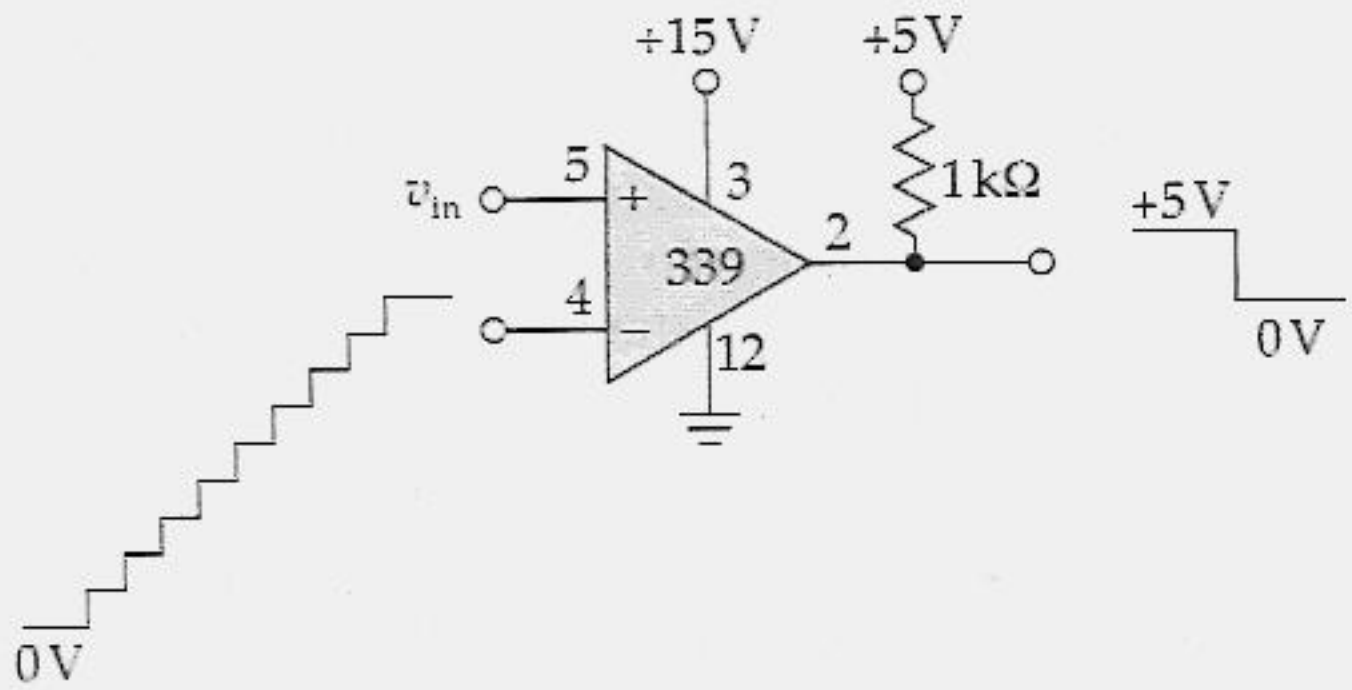


Figura 21.26 Um comparador como parte de um conversor analógico para digital.

21.8 COMPARADOR DE JANELA

Um comparador comum indica quando a tensão de entrada excede um certo limite ou limiar. Um *comparador de janela* (também chamado *detector de limite terminal duplo*) detecta quando a tensão de entrada situa-se entre dois limites.

Um Exemplo com Amp Op

A Figura 21.27*a* é um exemplo de um comparador de janela que utiliza um amp op. A entrada não-inversora tem como referência uma tensão Thévenin + $V_{CC}/3$, e a entrada inversora uma tensão Thévenin de + $V_{CC}/4$. Como V_{CC} é de 12 V, as referências de Thévenin são + 4 V para a entrada não-inversora e + 3 V para a entrada inversora.

Quando a tensão de entrada for zero, o diodo superior estará em condução e o inferior, em corte. Como a entrada não-inversora é grampeada a uma queda do diodo acima da tensão de entrada, a entrada não-inversora é + 0,7 V. A entrada inversora, por outro lado, está a + 3 V. Portanto, a tensão de erro é negativa e a saída do comparador é baixa.

À medida que a tensão de entrada aumenta, a tensão na entrada não-inversora aumenta, ficando com 0,7 V maior do que v_{in}. Quando v_{in} chegar a + 2,3 V, a entrada não-inversora será grampeada em + 3 V. Como a entrada inversora ainda está em + 3 V, a tensão de erro é zero. Se a tensão de entrada v_{in} ultrapassar + 2,3 V, a saída do comparador se torna alta. Uma entrada de + 2,3 V é chamada de *ponto de comutação inferior* (LTP). Quando v_{in} for maior do que o LTP, a tensão de saída comuta para o estado alto, como mostra a Figura 21.27*b*.

À medida que a tensão de entrada aumenta, a saída do comparador permanece alta até que v_{in} se iguale a + 4,7 V. Neste valor de tensão de saída, o diodo de baixo está em condução e a entrada inversora está em + 4 V; portanto a tensão de erro está novamente em zero. Quando v_{in} for maior do que + 4,7 V, a tensão de erro fica negativa, levando a saída para o estado baixo. Uma entrada de + 4,7 V é o UTP porque logo acima desse nível a saída chaveia de volta para o estado baixo.

A característica de transferência da Figura 21.27*b* é chamada de *janela* porque a saída é alta somente quando a entrada se situa entre LTP e UTP. Com uma V_{CC} de 12 V, o comparador de janela da Figura 21.27*a* tem um LTP de + 2,3 V e um UTP de + 4,7 V. Mudando os divisores de tensão, podemos variar a largura da janela. O comparador de janela é um circuito útil sempre que tentarmos verificar se uma entrada se situa entre dois limites.

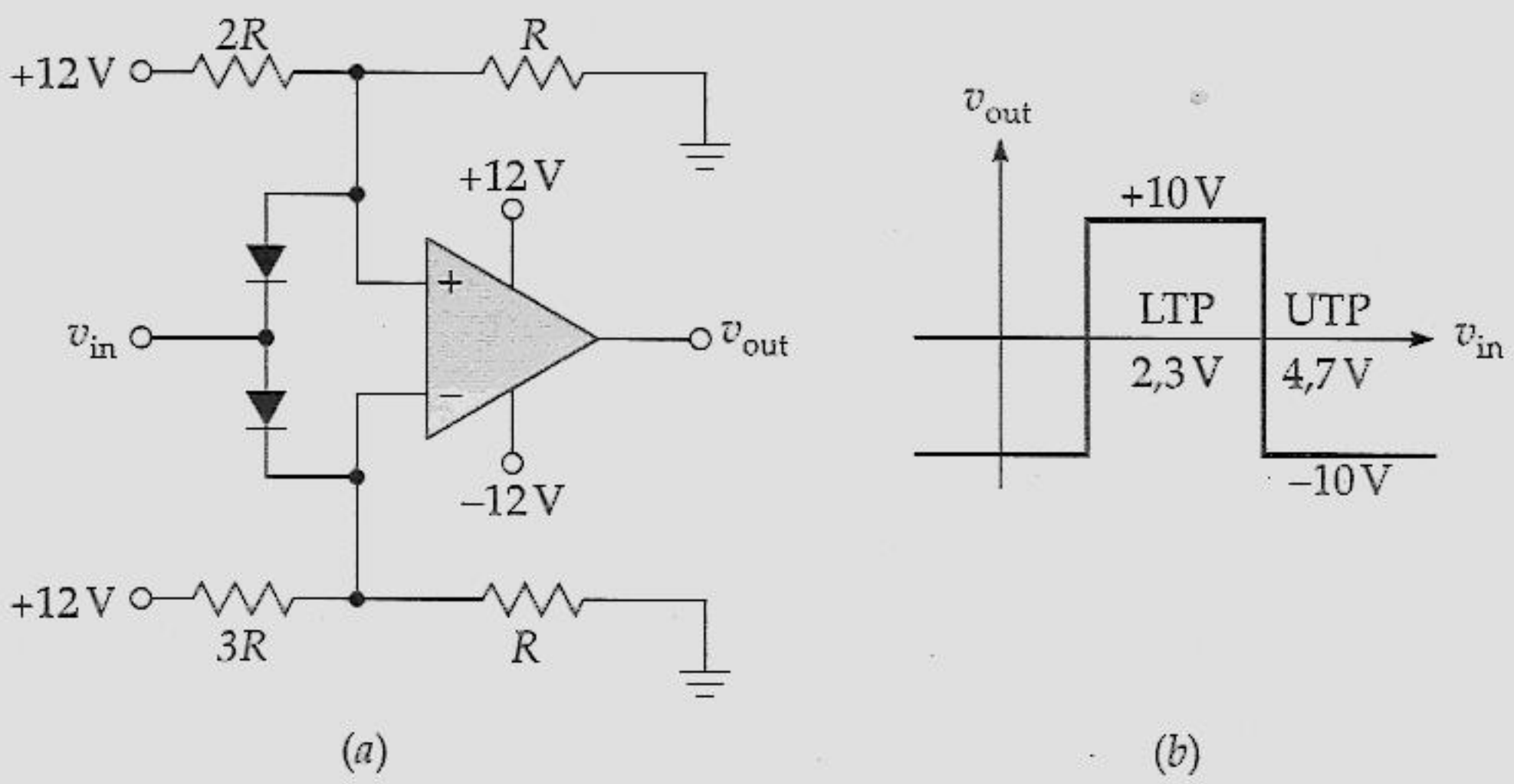


Figura 21.27 (*a*) Comparador de janela (*b*) característica de transferência.

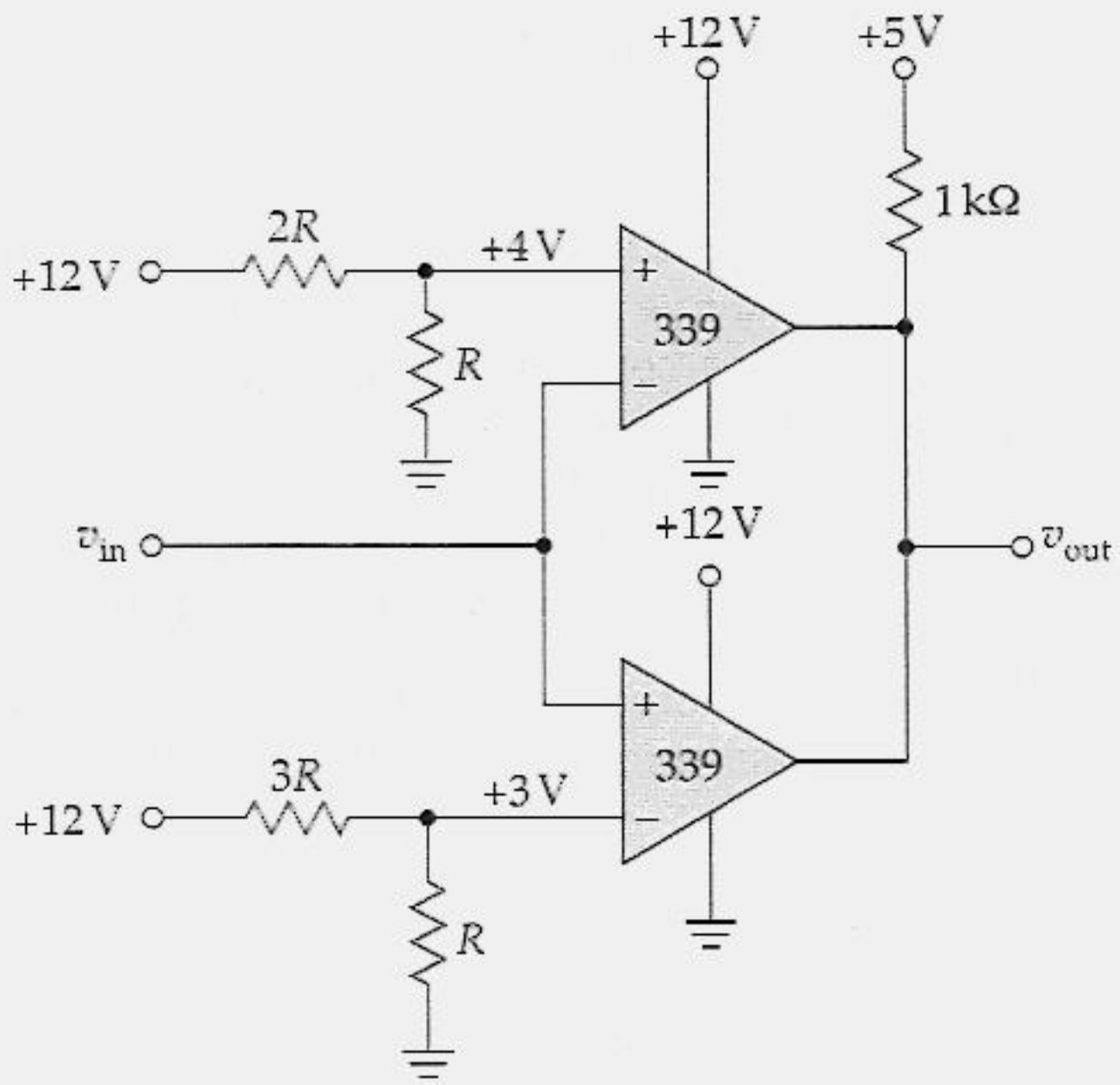


Figura 21.28 Comparador de janela com dois CIs 339.

Utilizando o LM339

A Figura 21.28 mostra um outro projeto para um comparador de janela. Ele utiliza um LM339, que é um duplo comparador. Com uma tensão de alimentação positiva de + 12 V, as tensões de referência são + 4 V para o comparador superior e + 3 V para o comparador inferior. Quando v_{in} estiver entre + 3 e + 4 V, os dois comparadores terão uma tensão de erro positiva e os seus transistores de saída estarão abertos. Por isto, a tensão de saída será alta. Quando v_{in} for menor do que + 3 V e maior do que + 4 V, um dos comparadores terá o transistor de saída saturado, e o outro comparador terá o transistor em corte. O transistor saturado leva a tensão de saída para o nível baixo. A característica de transferência tem um LTP de + 3 V e um UTP de + 4 V.

21.9 MAIS SOBRE O SCHMITT TRIGGER

O circuito Schmitt trigger pode ser melhorado de diversas formas. Para começar, as capacitâncias parasitas diminuem a velocidade de comutação do circuito, pois a tensão não pode mudar até que as capacitâncias sejam carregadas. Esta seção apresenta uma solução clássica para esse problema.

Capacitor de Elevação de Velocidade

Além da supressão dos efeitos do ruído, a realimentação positiva acelera a comutação dos estados de saída. Quando a tensão de saída começa a variar, esta variação é realimentada à entrada não-inversora e é amplificada, forçando a saída a variar mais rápido. Às vezes um capacitor C_1 é conectado em paralelo com R_1, como mostra a Figura 21.29*a*. Conhecido como um *capacitor de elevação de velocidade* (*speed-up*), ele ajuda a cancelar o circuito de desvio formado pela capacitância parasita C_2 através de R_2. Essa capacitância parasita tem de ser carregada antes que a tensão da entrada não-inversora possa variar. O capacitor de elevação de velocidade fornece essa carga.

Para neutralizar a capacitância parasita, o divisor de tensão capacitivo formado por C_1 e C_2 precisa ter a mesma razão de impedância que o divisor de tensão resistivo:

$$\frac{X_{C_2}}{X_{C_1}} = \frac{R_2}{R_1}$$

Como $X_C = 1/(2\pi fC)$, a equação pode ser simplificada e reorganizada para

$$C_1 = \frac{R_2}{R_1} C_2 \tag{21.20}$$

Enquanto C_1 for igual ou maior do que o valor dado pela Equação (21.20), a saída comutará de estado com uma velocidade máxima. Como freqüentemente você precisa estimar o valor da capacitância parasita, é melhor fazer C_1 pelo menos duas vezes maior do que o valor dado pela Equação (21.20). Em circuitos típicos, C_1 varia de 10 a 100 pF.

Como exemplo, a Figura 21.29b mostra um comparador 318 conectado como um detector de cruzamento zero com histerese. Devido à alimentação de 12 V, V_{sat} é aproximadamente 10 V. Com B aproximadamente igual a 0,01, o UTP é + 0,1 V e o LTP é – 0,1V. Um capacitor de elevação de velocidade de 10 pF neutraliza qualquer capacitância parasita através de R_2.

Uma forma alternativa da Equação (21.20) é

$$R_1C_1 \geq R_2C_2 \tag{21.21}$$

Ela informa que a constante de tempo da seção de elevação de velocidade deve ser igual ou maior do que a constante de tempo da seção de capacitância parasita.

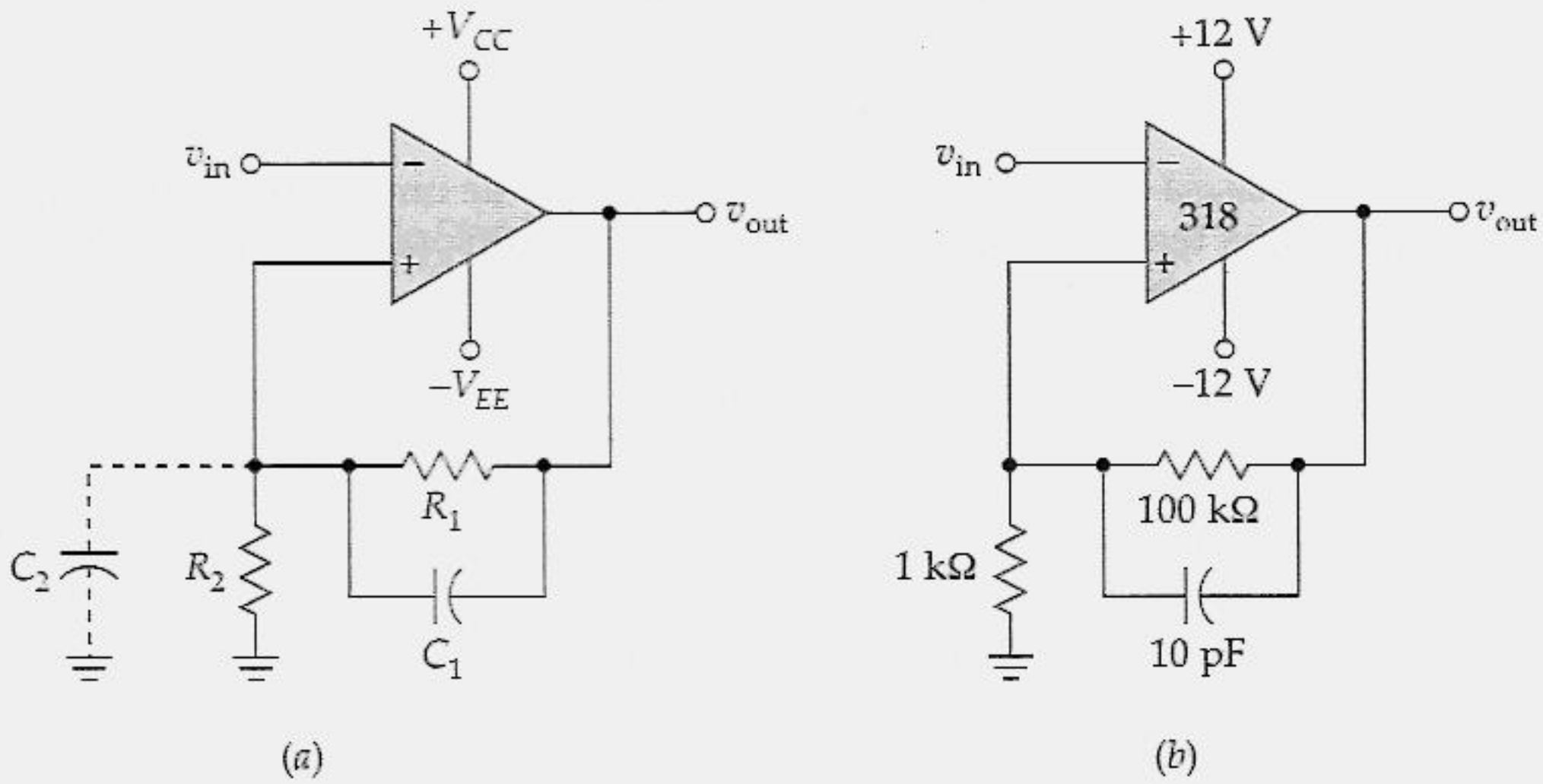


Figura 21.29 (*a*) O capacitor de elevação de velocidade compensa a capacitância parasita; (*b*) exemplo.

Deslocando os Pontos de Comutação

A Figura 21.30*a* mostra como deslocar os pontos de comutação em um Schmitt trigger inversor. Um resistor adicional R_3 é conectado entre a entrada não-inversora e + V_{CC}. Isto define o centro do laço de histerese:

$$v_{cen} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{CC} \tag{21.22}$$

A realimentação positiva separa o ponto de comutação em cada lado da tensão central. Para entender por que isto ocorre, aplique o teorema Thévenin para obter a Figura 21.30*b*. A fração de realimentação é

$$B = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \tag{21.23}$$

Quando a saída está saturada positivamente, a tensão de referência não-inversora é

$$\text{UTP} = v_{cen} + BV_{sat} \tag{21.24}$$

Quando a saída está saturada negativamente, a tensão não-inversora é

$$\text{LTP} = v_{\text{en}} - BV_{\text{sat}} \tag{21.25}$$

Se você deseja deslocar os pontos de comutação de um Schmitt trigger não-inversor, aplique uma tensão de referência na entrada inversora, como mostra a Figura 21.31. A tensão de referência é igual a

$$v_{\text{ref}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{CC} \tag{21.26}$$

Por meio de uma dedução similar à anterior, podemos provar que a tensão central é

$$v_{\text{cen}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} v_{ref} \tag{21.27}$$

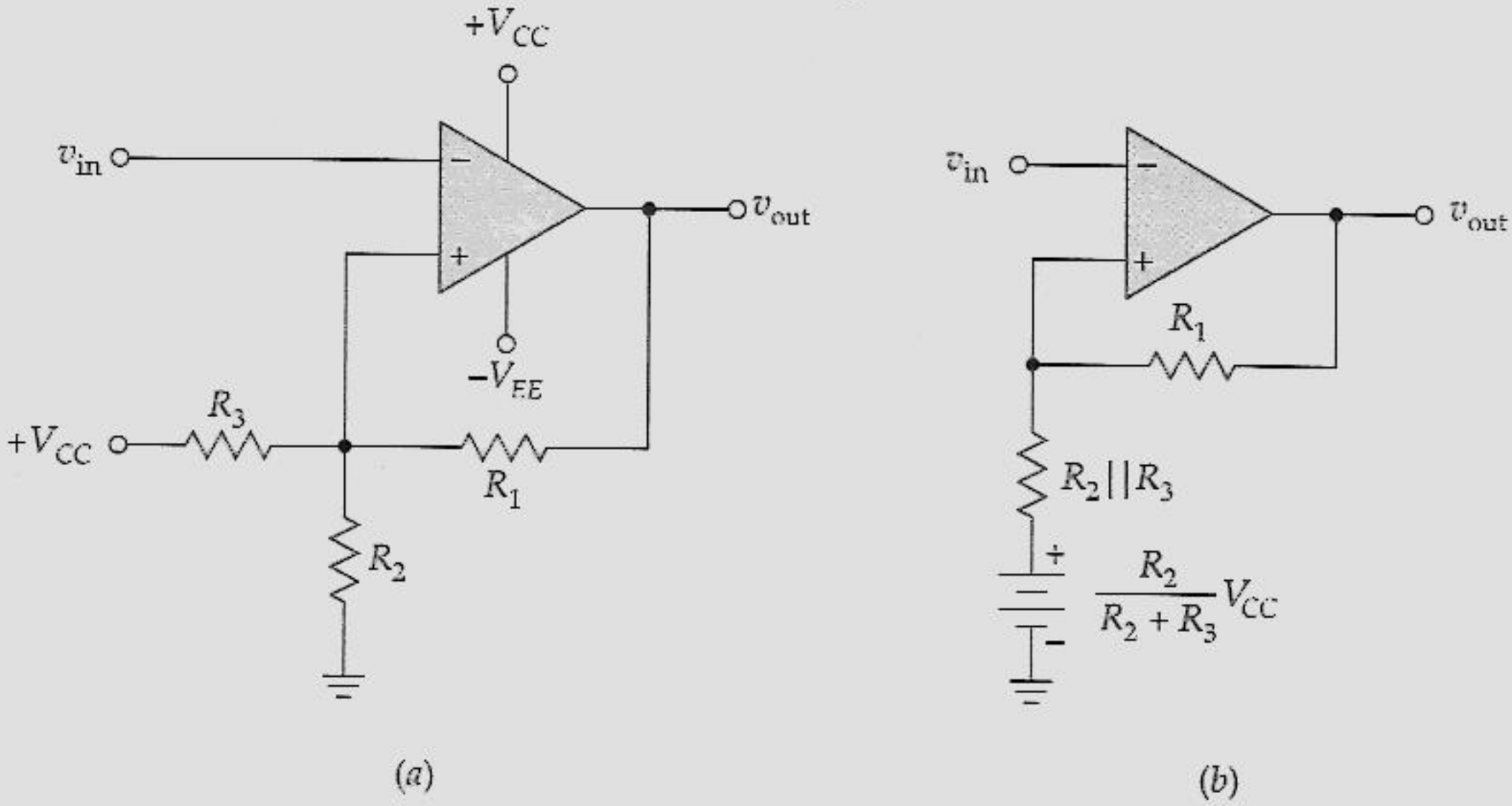


Figura 21.30 (*a*) Schmitt trigger com tensão de referência positiva; (*b*) circuito equivalente.

Os pontos de comutação são posicionados dos dois lados desse centro:

$$\text{UTP} = v_{\text{cen}} + \frac{R_2}{R_1} V_{\text{sat}} \tag{21.28}$$

e

$$\text{LTP} = v_{\text{cen}} - \frac{R_2}{R_1} V_{\text{sat}} \tag{21.29}$$

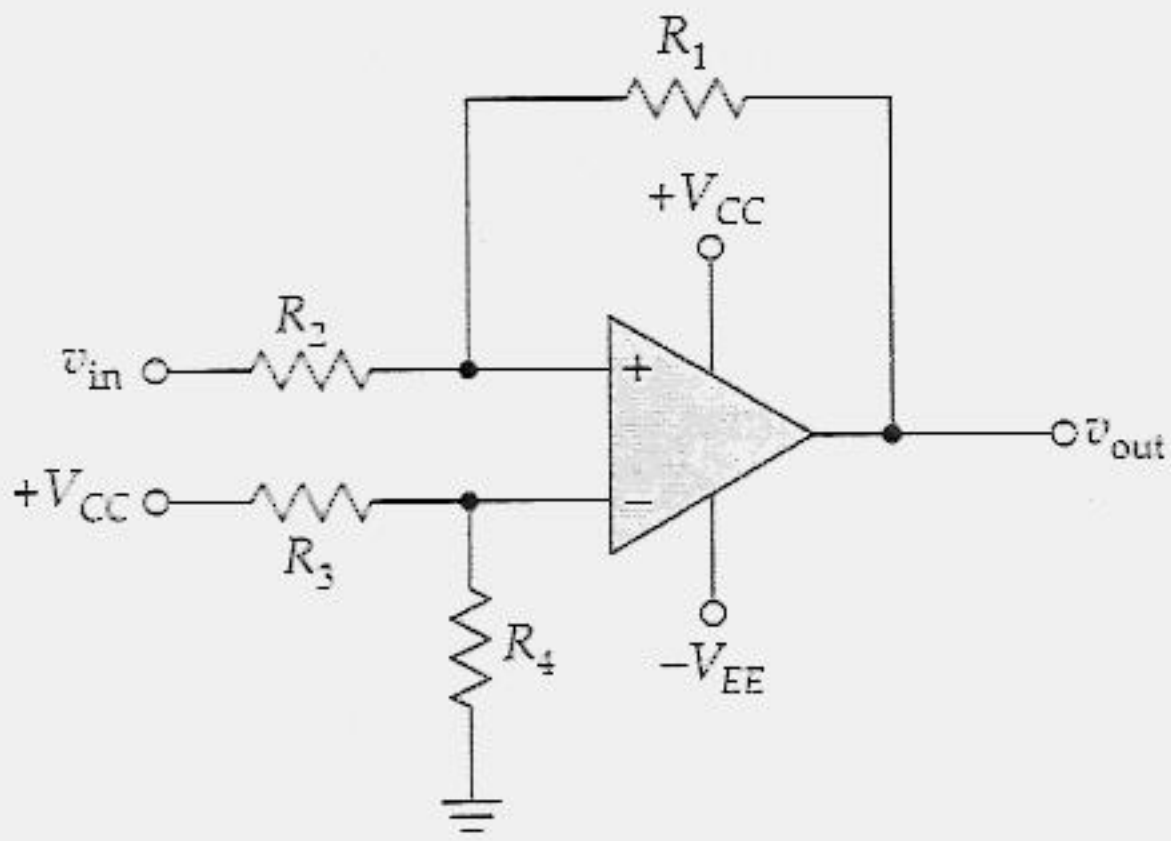


Figura 21.31 Schmitt trigger não-inversor com tensão central positiva.

21.10 O DIFERENCIADOR

Um diferenciador é um circuito que realiza a operação matemática da diferenciação. Ele produz uma tensão de saída proporcional à inclinação da tensão de entrada. As aplicações mais comuns de um diferenciador são a detecção das bordas anterior e posterior de um pulso retangular, ou a produção de uma saída retangular a partir de uma entrada na forma de rampa.

Diferenciador *RC*

Um circuito de acoplamento como o da Figura 21.32*a* pode ser utilizado para diferenciar o sinal de entrada. Em vez de um sinal senoidal, a entrada típica é um pulso retangular, como mostra a Figura 21.32b. A saída do circuito é uma série de *spikes* (pulsos estreitos) positivos e negativos. O *spike* positivo ocorre simultaneamente com a borda anterior; o *spike* negativo ocorre simultaneamente com a borda posterior. *Spikes* como esses são sinais úteis, pois eles indicam quando um sinal retangular de entrada começa e termina.

Para entender como o diferenciador *RC* funciona, observe a Figura 21.32c. Quando a tensão de entrada varia de 0 para V, o capacitor começa a se carregar exponencialmente, como foi mostrado. Após 5 constantes de tempo, a tensão do capacitor está dentro de 1% da tensão final V. Para satisfazer a lei de Kirchhoff, para a tensão, a tensão através do resistor da Figura 21.32*a* é

$$v_R = v_{in} - v_C$$

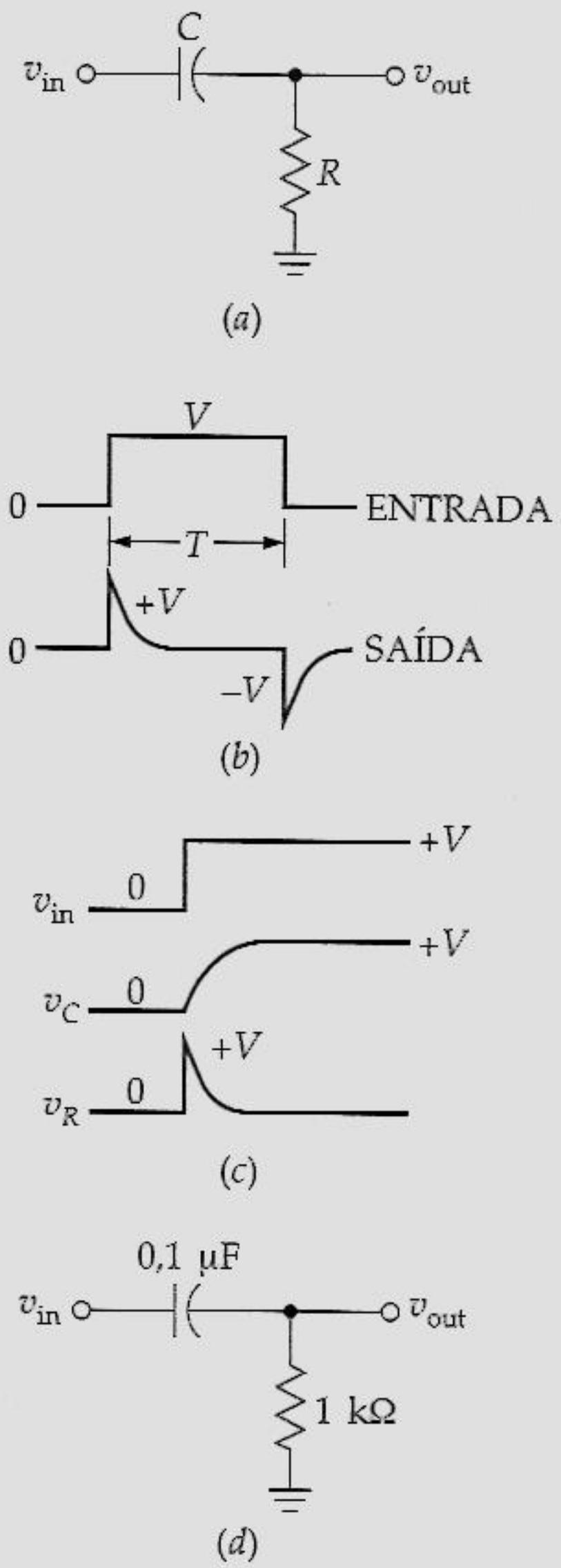


Figura 21.32 (*a*) Diferenciador; (*b*) o pulso retangular de entrada produz *spikes* estreitos na saída; (*c*) formas de onda de tensão; (*d*) exemplo.

Como v_C é inicialmente zero, a tensão de saída salta subitamente de 0 para V e em seguida cai exponencialmente, como mostra a Figura 21.32*c*. Através de um argumento semelhante, a borda posterior de um pulso retangular produz um *spike* negativo. A propósito, cada *spike* na Figura 21.32*b* possui um valor de pico de proximadamente V, que é o valor do degrau de tensão.

Se um diferenciador *RC* produz *spikes* estreitos, a constante de tempo deve ser pelo menos 10 vezes menor do que a largura de pulso *T*:

$$RC < 10T$$

Se a largura de pulso for de 1 ms, a constante de tempo *RC* deve ser menor do que 0,1 ms. A Figura 21.32*d* mostra um diferenciador *RC* com uma constante de tempo de 0,1 ms. Se você alimentar esse circuito com um pulso retangular qualquer, cujo período *T* seja maior do que 1 ms, a saída será uma série de *spikes* de tensão positivos e negativos.

Diferenciador Amp Op

A Figura 21.33*a* mostra um diferenciador amp op. Note a semelhança com o integrador amp op. A diferença é que o resistor e o capacitor são intercambiados. Devido ao terra virtual, a corrente do capacitor passa através do resistor de alimentação, produzindo uma tensão. A corrente no capacitor é dada por essa relação fundamental:

$$i = C\frac{dv}{dt}$$

A quantidade *dv/dt* é igual à inclinação da tensão de entrada.

Uma das aplicações comuns do diferenciador amp op é produzir *spikes* muito estreitos como mostra a Figura 21.33*b*. A vantagem do diferenciador amp op sobre um diferenciador *RC* simples é que os *spikes* provêm de uma fonte de baixa impedância, o que torna mais fácil alimentar resistências de carga típicas.

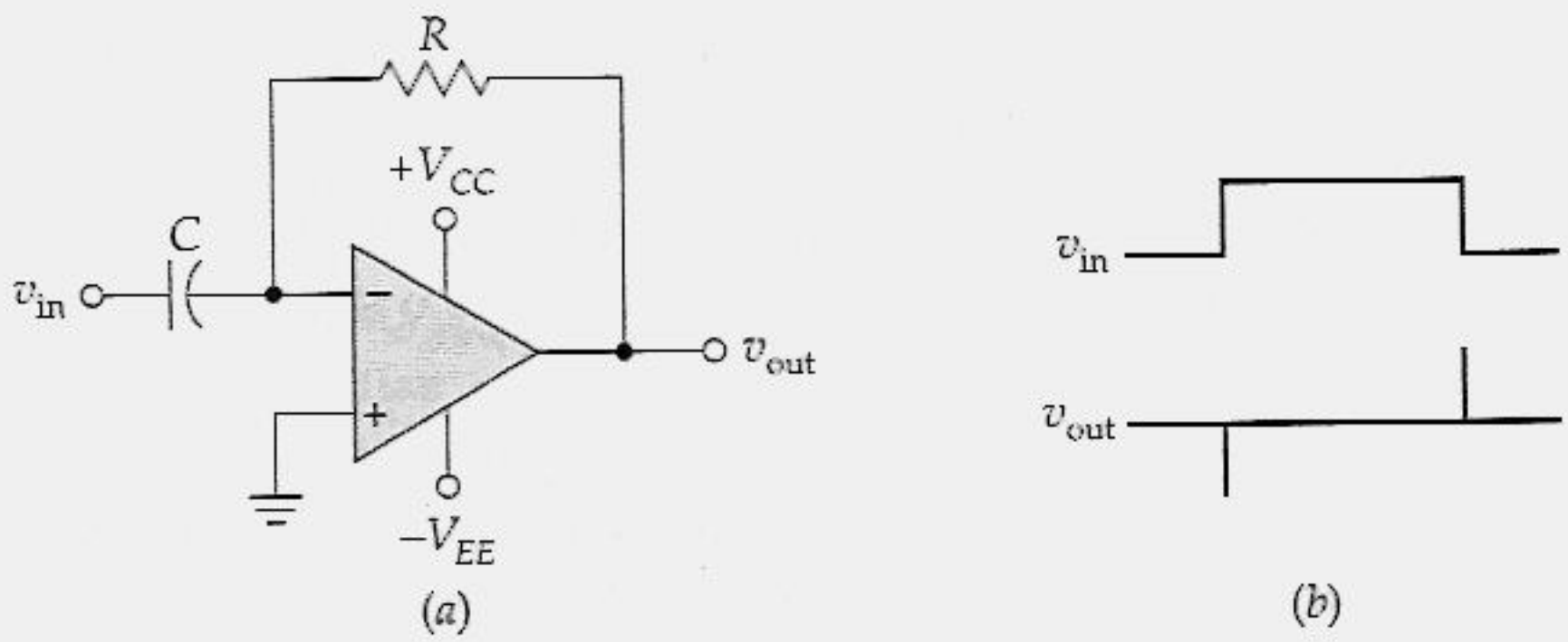


Figura 21.33 (*a*) Diferenciador amp op; (*b*) uma rampa na entrada produz uma saída retangular.

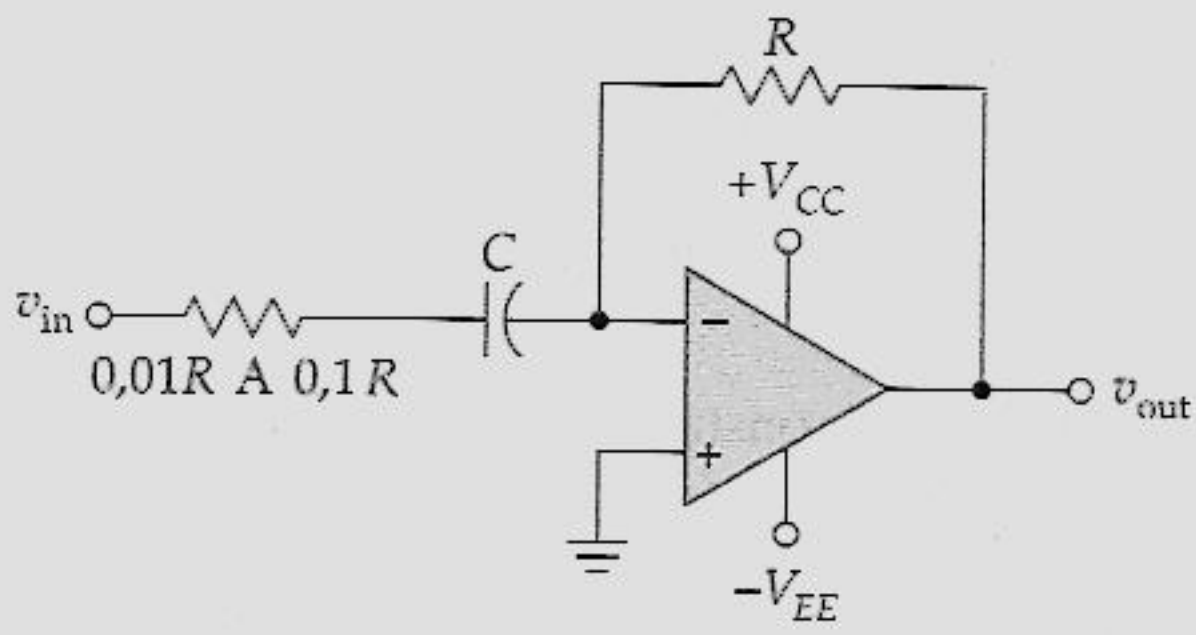


Figura 21.34 A resitência em série com o capacitor evita oscilações de alta freqüência.

O Diferenciador Amp Op Prático

O diferenciador amp op da Figura 21.33*a* tem uma tendência a *oscilar*. Para evitar esse efeito, um diferenciador amp op prático geralmente inclui alguma resistência em série com o capacitor, como mostra a Figura 21.34. Um valor típico para essa resistência adicionada está entre 0,01*R* e 0,1*R*. Com este resistor, o ganho de tensão de malha fechada fica entre 10 e 100. O efeito é para limitar o ganho de tensão de malha fechada em freqüências altas, quando surge o problema da oscilação.

A propósito, a fonte que alimenta o diferenciador amp op tem uma impedância de saída. Se esta for uma resistência entre 0,01*R* e 0,1*R*, você não precisa incluir um resistor extra porque a impedância da fonte o fornece.

21.11 UM OUTRO GERADOR TRIANGULAR

Na Figura 21.35*a*, um Schmitt trigger não-inversor produz uma onda retangular que alimenta um integrador. A saída do integrador é uma onda triangular. Esta onda triangular é realimentada e utilizada para acionar o Schmitt trigger. Logo, temos um circuito muito interessante. O primeiro estágio alimenta o segundo e o segundo alimenta o primeiro.

A Figura 21.35*b* apresenta a característica de transferência do Schmitt trigger. Quando a saída é baixa, a entrada precisa aumentar até o UTP para mudar a saída para alto. Da mesma forma, quando a saída é alta, a entrada precisa diminuir até o LTP para mudar a saída para baixo.

A onda triangular proveniente do integrador é perfeita para alimentar o Schmitt trigger. Quando a saída do Schmitt trigger é baixa na Figura 21.35*a*, o integrador produz uma rampa positiva. Esta rampa positiva aumenta até atingir o UTP, como mostra a Figura 21.35*c*. Neste ponto, a saída do Schmitt trigger muda para o estado alto e força a onda triangular a mudar de sentido. A rampa negativa diminui agora até atingir o LTP, onde ocorre uma outra mudança da saída Schmitt.

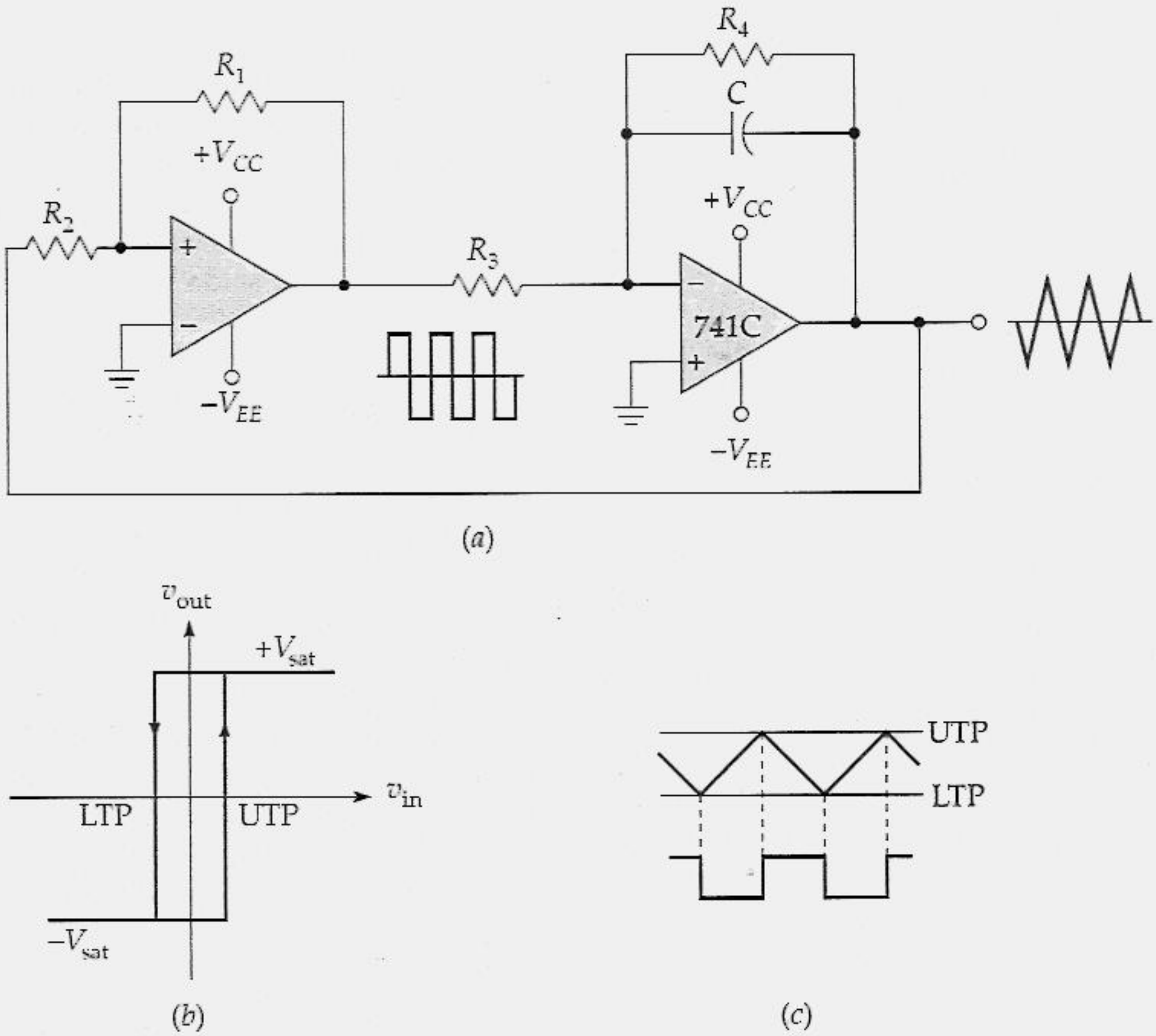


Figura 21.35 Um circuito de realimentação com Schmitt trigger e integrador produz uma saída triangular.

Há um conceito que está faltando na explicação anterior: como o circuito entra em funcionamento pela primeira vez? Quando você alimenta pela primeira vez, a saída do Schmitt trigger deve ser ou baixa ou alta. Se for baixa, o integrador produzirá uma rampa ascendente; se for alta, produzirá uma rampa descendente. De qualquer modo, a forma de onda triangular teve início e a realimentação positiva a mantém em andamento.

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 21.1 Circuitos com Diodo Ativo

Os circuitos com diodo ativo incluem os retificadores de meia-onda, detectores de pico e grampeadores positivos. Em todos esses circuitos é utilizado um amp op para reduzir a tensão de joelho de um fator de A. O resultado é um circuito ativo que é capaz de processar sinais de baixo nível em razão de a tensão de joelho de malha fechada ser apenas de V_K/A.

Seção 21.2 Comparadores

Um comparador é um circuito que apresenta uma saída baixa ou alta. Ele indica quando a tensão de entrada é maior do que a tensão do ponto de comutação. Pode-se fazer um comparador a partir de amps op, mas, geralmente, um comparador é um CI que foi otimizado para essa aplicação. Um CI comparador é semelhante a um CI amp op, exceto pela inexistência do capacitor de compensação e porque o estágio de saída necessita de um resistor elevador externo e de tensão de alimentação.

Seção 21.3 O Schmitt Trigger

Um Schmitt trigger é um comparador com histerese. Em vez de um único ponto de comutação, ele tem dois. A histerese evita o disparo falso provocado por ruídos indesejados na entrada.

Seção 21.4 O Integrador

Um integrador produz uma tensão de saída na forma de rampa quando a entrada for um pulso retangular. A principal característica de sua operação é a constante de tempo de malha fechada, que é muito maior do que a de malha aberta. Devido ao efeito Miller, o carregamento do capacitor utiliza apenas a parte inicial da curva exponencial. O resultado é uma saída que é quase uma rampa perfeita.

Seção 21.5 Conversão de Forma de Onda

Os amps op podem ser utilizados para converter formas de onda em diferentes formatos. Um Schmitt trigger transforma um sinal de entrada de um formato qualquer em uma onda retangular. Um integrador transforma uma onda retangular em uma onda triangular. Um comparador com um ponto de comutação ajustável transforma uma onda triangular em uma série de pulsos cujo ciclo de trabalho depende do valor do ponto de comutação.

Seção 21.6 Geração de Forma de Onda

Um oscilador de relaxação gera uma tensão retangular de saída. Esse circuito é um comparador que utiliza realimentação positiva. A freqüência é controlada pela carga e descarga de um capacitor. Conectando-se em cascata um oscilador de relaxação e um integrador, podemos gerar ondas triangulares.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 21.1 Tensão de Joelho de Malha Fechada

$$V_K = \frac{V_K}{A}$$

Essa equação se aplica a todos os circuitos com diodo ativo, tais como retificador de meia-onda, detector de pico, limitador e grampeador. Ela expressa por que um circuito ativo pode processar um sinal de baixo nível, cuja tensão de pico é muito menor do que 0,7 V.

Equação 21.2 Detecção de pico

$$R_L C > 10T$$

Para um detector de pico funcionar adequadamente, você tem de satisfazer a seguinte condição: fazer a constante de tempo de descarga pelo menos 10 vezes maior do que o período do sinal de entrada. Quando essa condição é satisfeita, o capacitor pode ter apenas uma ligeira descarga. Assim, a sua tensão permanece próxima da tensão de pico de entrada.

Equação 21.14 Tensão da Rampa

$$V = \frac{IT}{C}$$

Essa equação fornece a tensão de saída de um integrador amp op, que é igual à corrente no capacitor, vezes o tempo, e dividida pela capacitância.

Equação 21.18 Ciclo de Trabalho

$$D = \frac{W}{T}(100\%)$$

Essa é a fórmula de definição de ciclo de trabalho. O valor de D pode variar de 0 a 100%.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. Em um circuito amp op não-linear, o(a)
   a) Amp op nunca satura
   b) Circuito de realimentação nunca é aberto
   c) Sinal de saída tem o mesmo formato do de entrada
   d) Amp op tem de saturar

2. Um retificador de meia-onda ativo tem uma tensão de joelho de
   a) V_K
   b) 0,7 V
   c) Maior do que 0,7 V
   d) Muito menor do que 0,7 V

3. Em um detector de pico ativo, a constante de tempo de descarga é
   a) Muito maior do que o período
   b) Muito menor do que o período
   c) Igual ao período
   d) A mesma que a constante de tempo de carga

4. Se a tensão de referência for zero, a saída de um limitador positivo ativo será
   a) Positiva
   b) Negativa
   c) Positiva ou negativa
   d) Uma rampa

5. A saída de um grampeador positivo ativo é
   a) Positiva
   b) Negativa
   c) Positiva ou negativa
   d) Uma rampa

6. O grampeador positivo soma
   a) Uma tensão positiva *cc* à entrada
   b) Uma tensão negativa *cc* à entrada
   c) Um sinal *ca* à saída
   d) Um ponto de comutação à entrada

7. Se você desejar um circuito que detecte o momento em que a entrada for maior do que um valor particular, você pode utilizar um
   a) Comparador
   b) Grampeador
   c) Limitador
   d) Oscilador de relaxação

8. Um sinalizador (*flag*) é
   a) Uma tensão que pode ser baixa ou alta
   b) Uma onda senoidal
   c) A saída de um oscilador de relaxação
   d) Algo suspenso por um pólo

9. A tensão de saída de um Schmitt trigger é
   a) Uma tensão baixa
   b) Uma tensão alta
   c) Uma tensão baixa ou alta
   d) Uma onda senoidal

10. A histerese evita disparo falso, que está associado a
    a) Uma entrada senoidal
    b) Tensões de ruído indesejado
    c) Capacitâncias parasitas
    d) Pontos de comutação

11. 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

12. Quando uma onda senoidal de grande amplitude aciona a entrada de um Schmitt trigger, a saída é uma
    a) Onda retangular
    b) Onda triangular
    c) Onda senoidal retificada
    d) Série de rampas

13. Quando 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

14. A saída de um oscilador de relaxação é um(a)
    a) Onda senoidal
    b) Onda quadrada
    c) Rampa
    d) *Spike*

15. O amp op na configuração de um retificador de meia-onda ativo tem um ganho de tensão de 20.000. A tensão de joelho de malha fechada é
    a) 1 μV *c*) 7 μV
    b) 3,5 μV *d*) 14 μV

16. A entrada de um detector de pico é uma onda triangular com um valor de 8 V de pico a pico e um valor médio de 0. A tensão de saída é
    a) 0 *c*) 8 V
    b) 4 V *d*) 16 V

17. A entrada de um limitador positivo é uma onda triangular com um valor de 8 V de pico a pico e um valor médio de 0. Se o nível da tensão de referência for de 2 V, a saída tem um valor de pico a pico de
    a) 0 *c*) 6 V
    b) 2 V *d*) 8 V

18. A constante de tempo de descarga de um detector de pico é 10 ms. A menor freqüência que você utilizaria seria
a) 10 Hz *c*) 1 kHz
b) 100 Hz *d*) 10 kHz

19. Um comparador com um ponto de comutação de zero é algumas vezes chamado de
a) Detector de limiar
b) Detector de passagem por zero
c) Detector de limitação positiva
d) Detector de meia-onda

20. Para funcionar adequadamente, muitos CIs comparadores precisam de ter externamente um
a) Capacitor de compensação
b) Resistor de elevação
c) Circuito de desvio
d) Estágio de saída

21. Um Schmitt trigger utiliza
a) Realimentação positiva
b) Realimentação negativa
c) Capacitores de compensação
d) Resistores elevadores

22. Um Schmitt trigger
a) É um detector de passagem por zero
b) Tem dois pontos de comutação
c) Produz ondas triangulares de saída
d) Foi projetado para disparar com tensões de ruído

23. A freqüência de um oscilador de relaxação depende da carga de um capacitor através de um(a)
a) Resistor
b) Indutor
c) Capacitor
d) Entrada não-inversora

24. Uma tensão na forma de rampa
a) Sempre aumenta
b) É um pulso retangular
c) Aumenta ou diminui a uma taxa linear
d) É produzida pela histerese

25. O amp op integrador utiliza
a) Indutores
b) O efeito Miller
c) Entradas senoidais
d) Histerese

26. O ponto de comutação de um comparador é a tensão de entrada que provoca
a) A oscilação do circuito
b) A detecção de pico do sinal de entrada
c) A mudança de estado da saída
d) Grampeamento

27. Em um amp op integrador, a corrente que passa pelo resistor de entrada vai para
a) A entrada inversora
b) A entrada não-inversora
c) O capacitor de desvio
d) O capacitor de realimentação

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 21.1 Circuitos com Diodo Ativo

21.1 Qual a tensão de saída do circuito da Figura 21.36?

21.2 Qual a menor freqüência recomendada para o circuito da Figura 21.36?

21.3 Suponha que o diodo da Figura 21.36 esteja invertido. Qual a tensão de saída?

21.4 A tensão de entrada do circuito da Figura 21.36 é alterada de 75 mV rms para 150 mV de pico a pico. Qual a tensão de saída?

21.5 Um grampeador positivo como o da Figura 21.4 tem R_L = 10 kΩ e C = 4,7 μF. Qual a menor freqüência recomentada para ele?

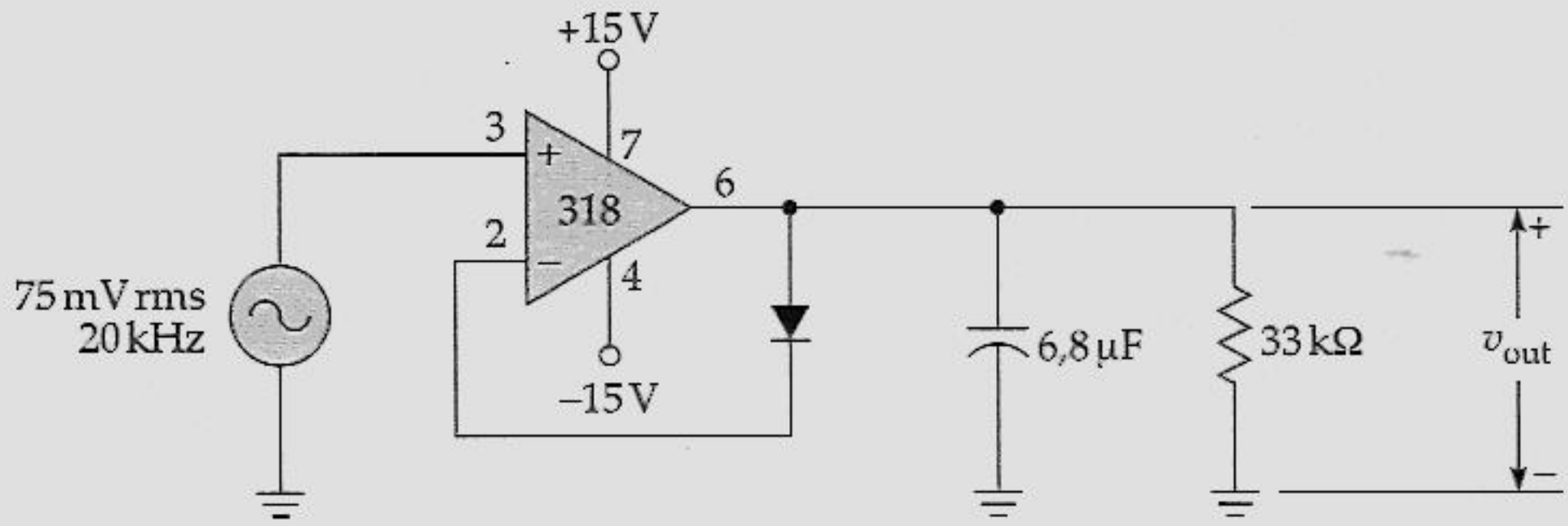


Figura 21.36 Exemplo.

Seção. 21.2 Comparadores

21.6 Qual a tensão de referência do circuito da Figura 21.37?

21.7 Um capacitor de desvio de 47 μF é conectado em paralelo ao resistor de 3,3 kΩ da Figura 21.37. Qual a freqüência crítica do circuito de desvio? Se a ondulação na tensão de alimentação for de 1 V rms, qual a ondulação aproximada na entrada não-inversora?

21.8 Sugira uma ou mais modificações no circuito da Figura 21.37 para obter uma tensão de referência de 1 V.

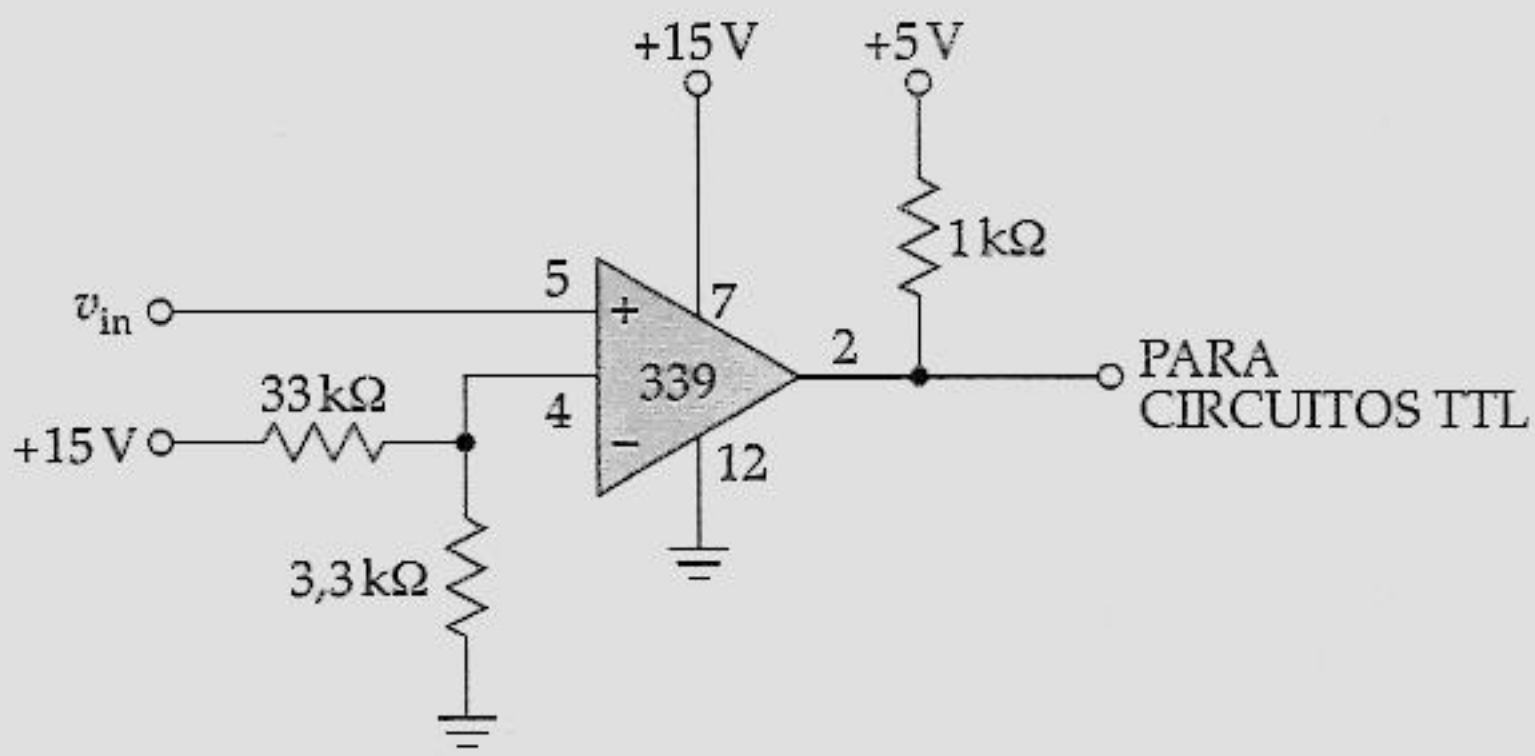


Figura 21.37 O comparador LM339.

Seção. 21.3 O Schmitt Trigger

21.9 Se V_{sat} = 13,5 V no circuito da Figura 21.38, Quais são os pontos de comutação e a histerese?

21.10 Quais são os pontos de comutação e a histerese se V_{sat} = 13,5 V no circuito da Figura 21.39?

21.11 O resistor da Figura 21.38 tem uma tolerância de ± 5%. Qual a histerese mínima?

21.12 A tensão de ruído na entrada do circuito da Figura 21.39 pode ser tão grande como 1 V de pico a pico. Sugira uma ou mais alterações que tornem o circuito imune a essa tensão de ruído.

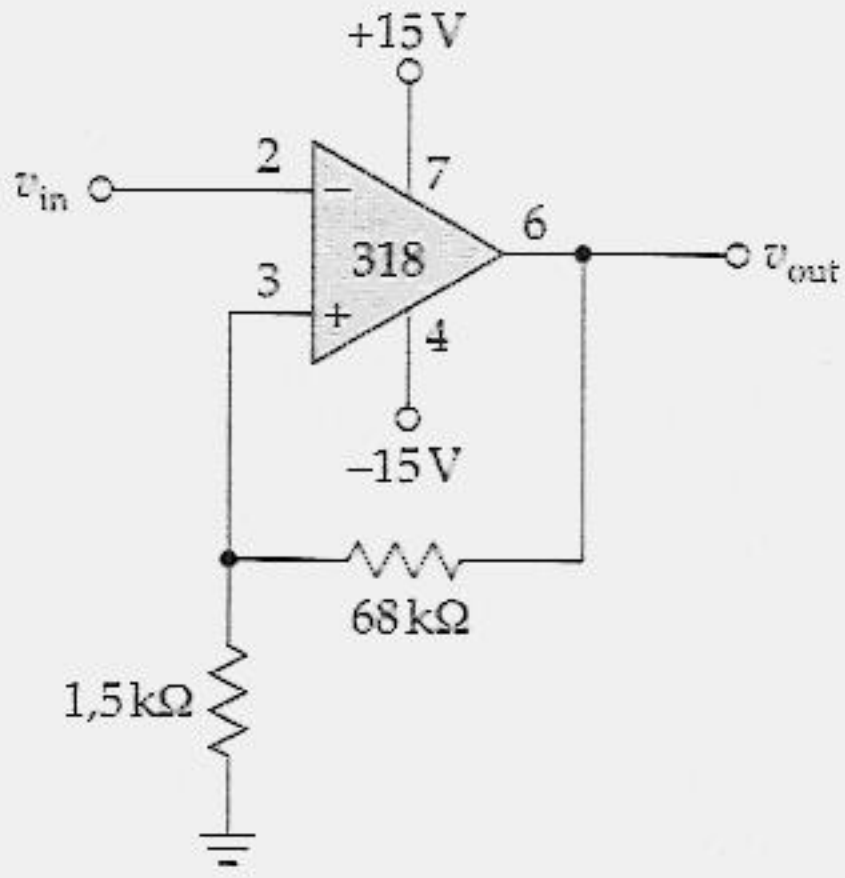


Figura 21.38 Exemplo.

Seção 21.4 O Integrador

21.13 Qual a corrente de carga do capacitor do circuito da Figura 21.40 no momento em que o pulso de entrada for alto?

21.14 Na Figura 21.40, a tensão de saída é retornada a zero exatamente antes do início do pulso. Qual a tensão de saída ao final do pulso?

21.15 A tensão de entrada é alterada de 5 para 1 V na Figura 21.40. A capacitância é alterada para cada um desses valores: 0,1; 1; 10 e 100 μF. Qual a tensão de saída ao final do pulso para cada capacitância?

21.16 Desejamos produzir uma tensão de saída na forma de rampa na Figura 21.40 que varie de 0 a + 10 V, com tempos de 0,1; 1 e 10 ms. Que modificações você pode fazer no circuito para realizar isto? (Diversas respostas corretas são possíveis.)

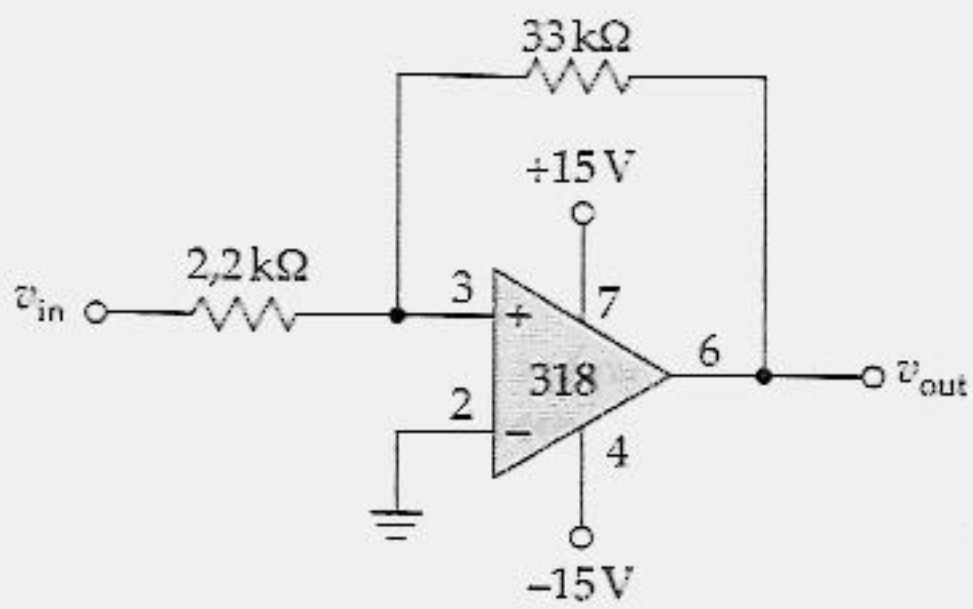


Figura 21.39 Schmitt trigger não-inversor com tensão central de zero.

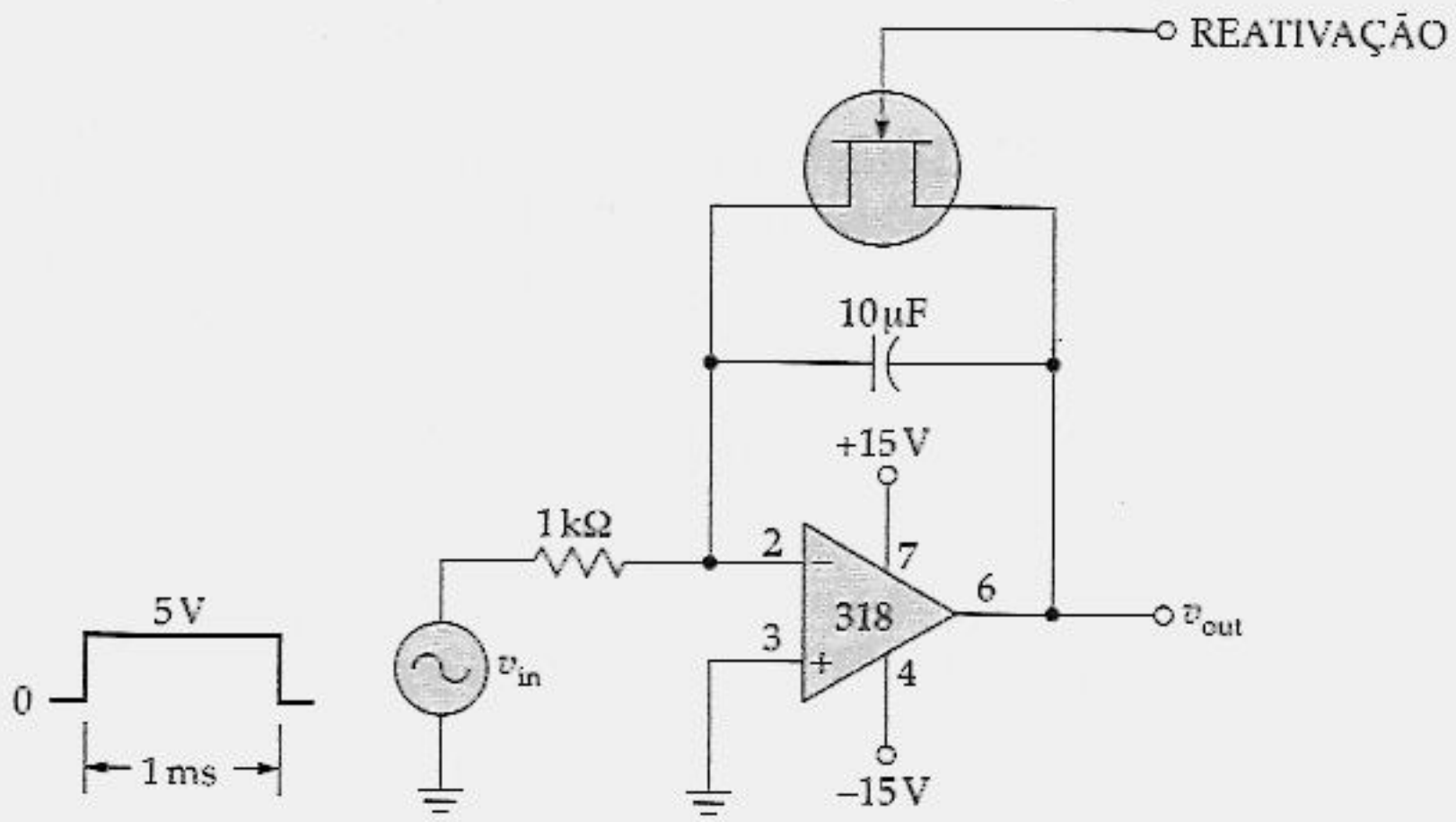


Figura 21.40

Seção 21.5 Conversão de Forma de Onda

21.17 Qual a tensão de saída do circuito da Figura 21.41? Se a capacitância for de 0,68 μF, qual a tensão de saída?

21.18 Na Figura 21.41, o que acontece com a tensão de saída se a freqüência mudar para 5 kHz? E para 20 kHz?

21.19 Qual o ciclo de trabalho do circuito da Figura 21.42 quando o cursor do potenciômetro etiver na extremidade superior? E quando estiver na extremidade inferior?

21.20 Qual o ciclo de trabalho do circuito da Figura 21.42 quando o cursor do potenciômetro estiver a um quarto da extremidade superior?

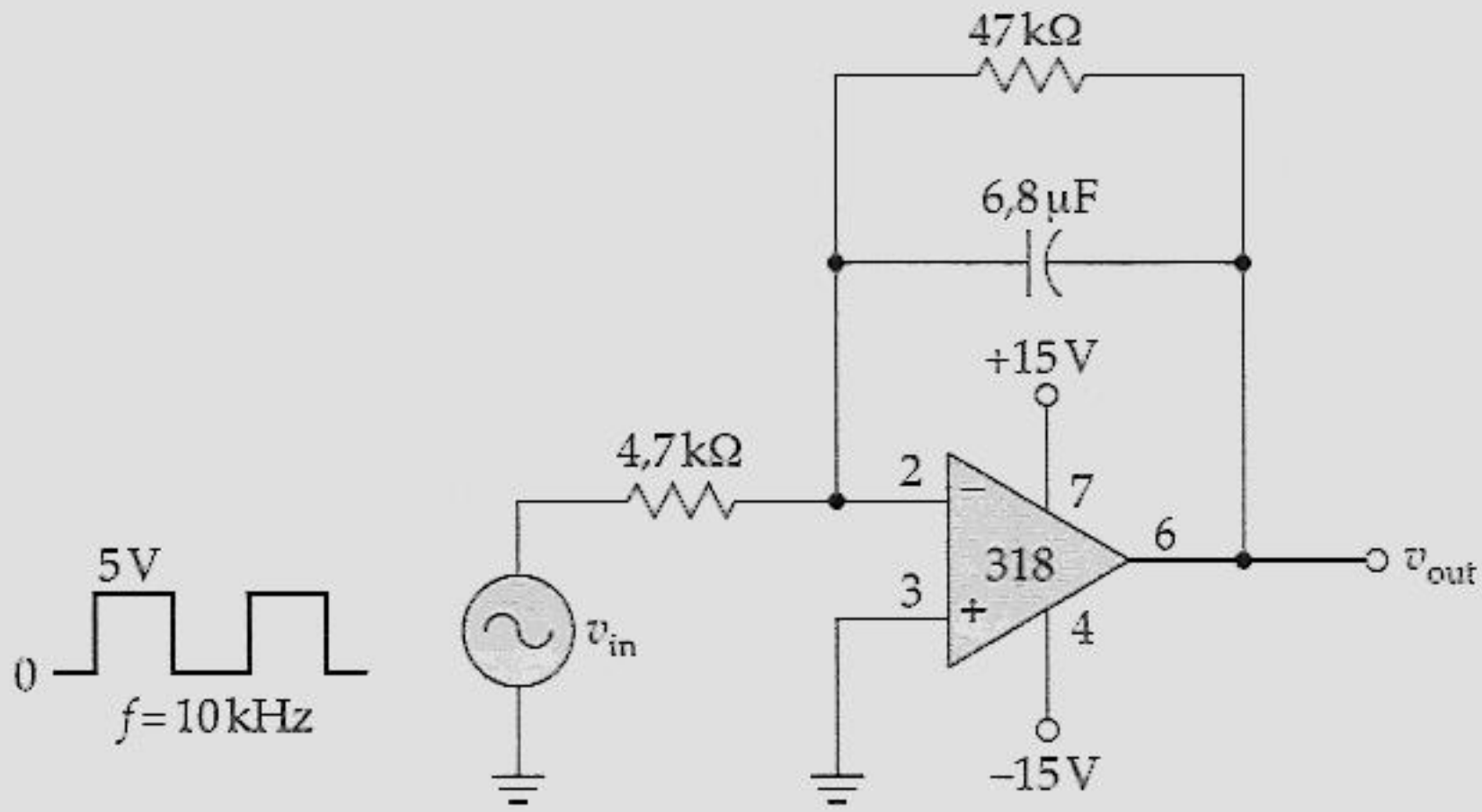


Figura 21.41

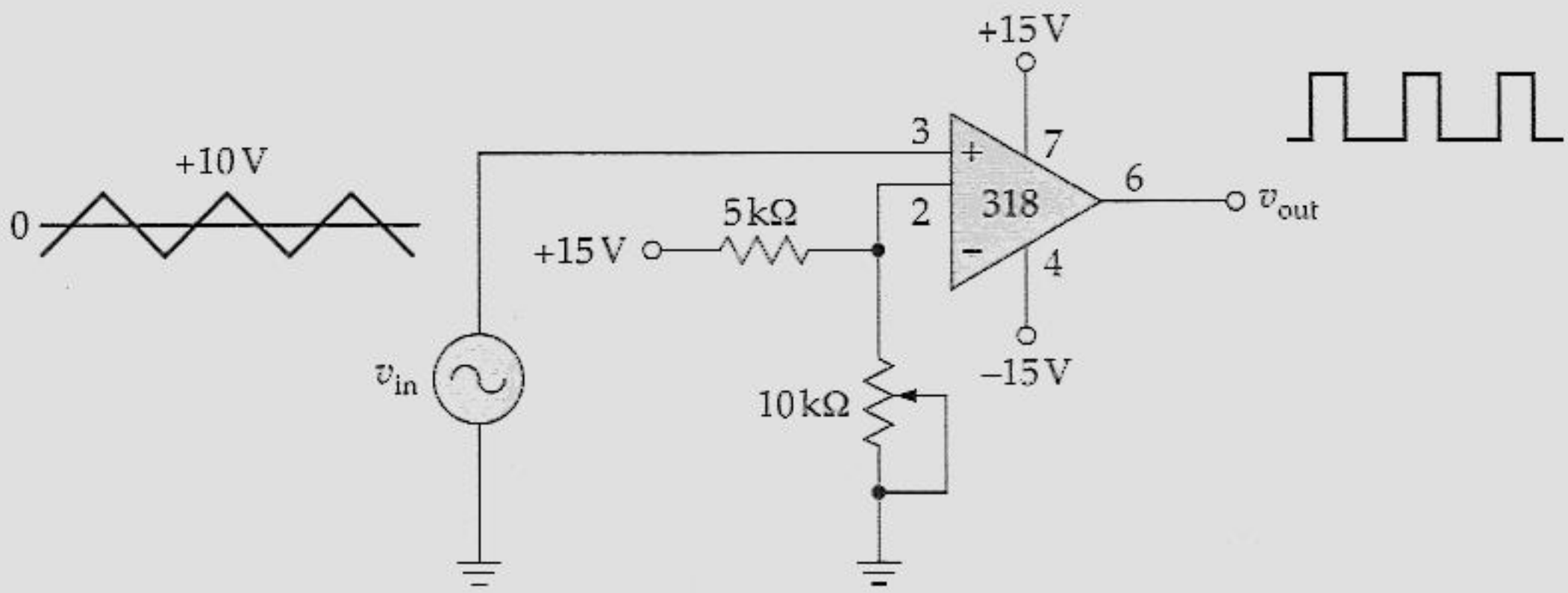


Figura 21.42

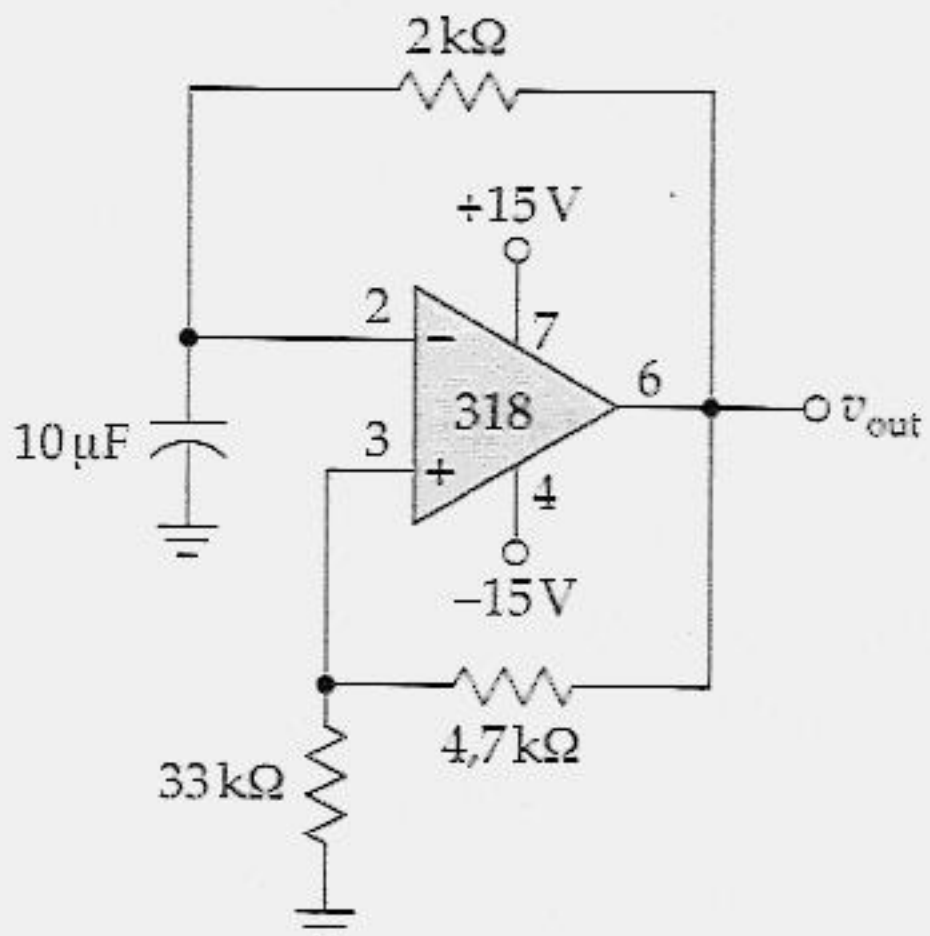


Figura 21.43

Seção 21.6 Geração de Forma de Onda

21.21 Qual a freqüência do sinal de saída da Figura 21.43?

21.22 Se os valores de todos os resistores da Figura 21.43 forem dobrados, o que acontece com a freqüência?

21.23 Desejamos que a freqüência de saída da Figura 21.43 seja de 20 kHz. Sugira algumas mudanças para que isso aconteça.

PROBLEMAS AVANÇADOS

21.24 Na Figura 21.26, uma tensão na forma de escada aciona a entrada inversora e uma tensão constante, v_{in}, aciona a entrada não-inversora. A escada possui 256 degraus entre 0 e + 5 V. Cada degrau tem uma duração de 1 μs. Se v_{in} for de + 2,75 V, a que distância do início da escada a tensão de saída muda de estado?

21.25 A companhia XYZ é uma produtora em massa de osciladores de relaxação. Supõe-se que a tensão de saída seja de pelo menos 10 V de pico a pico. Sugira uma forma de verificar a tensão de saída de cada unidade para ver se ela tem 10 V de pico a pico. (Há varias respostas corretas para essa questão. Veja quantas você é capaz de imaginar. Você pode utilizar qualquer dispositivo ou circuito deste capítulo ou dos anteriores.)

21.26 Como você construiria um circuito que acendesse lâmpadas no momento em que o ambiente ficasse escuro e que as apagasse no momento em que ficasse claro? (Use as informações deste capítulo e dos anteriores para encontrar tantas respostas quantas você puder imaginar.)

21.27 Você tem alguns equipamentos eletrônicos que não funcionam bem quando a tensão da rede é muito baixa. Sugira uma ou mais formas de ajustar um alarme audível que dispare no momento em que a tensão da rede for menor do que 105 V rms.

21.28 As ondas de radar se deslocam a 297.600 km/s. Um transmissor na Terra envia uma onda de radar para a Lua, e o eco dessa onda retorna à Terra. Na Figura 21.40, o resistor de 1 kΩ é alterado para 1 MΩ. O pulso retangular de entrada começa no instante em que a onda de radar é enviada à Lua, e termina no instante em que ela retorna à Terra. Se a rampa de saída diminui de 0, a uma tensão final de − 1,23 V, a que distância está a Lua?

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO VERIFICADOR DE DEFEITOS"

Use a Figura 21.44 para os problemas restantes. Nesse dispositivo verificador de defeitos você fará a análise de defeitos em nível de sistema, ou seja, você identificará o *block* mais suspeito para um teste adicional. Por exemplo, se a forma de onda no ponto *B* está correta, porém incorreta no ponto *C*, a sua resposta deve ser "detector de pico". Como exemplo da utilização desse dispositivo de verificação de defeitos,

observe o quadro denomiado "OK". Para ver a forma de onda da tensão no ponto *E*, leia as coordenadas para V_E, que é *G7*. No quadro grande denominado "Formas de Onda", traduza as coordenadas *G7* para o valor *L*. Em seguida, observe a forma de onda normal na saída do integrador.

Eis como o sistema funciona: o oscilador de relaxação produz uma saída retangular que varia de + 5 a – 5 V. O grampeador positivo desloca essa forma de onda para cima, de modo que a variação passa a ser de + 10 para 0 V. O detector de pico produz uma saída *cc* de + 10 V, que leva o comparador à saturação positiva. Então a saída do comparador aciona o integrador que produz uma rampa negativa. Antes de você iniciar a análise de defeitos, observe todas as formas de onda normais dadas no quadro "OK".

21.29 Encontre o defeito 1.

21.30 Encontre o defeito 2.

21.31 Encontre os defeitos 3 e 4.

21.32 Encontre os defeitos 5 e 6.

21.33 Encontre os defeitos 7 e 8.

21.34 Encontre os defeitos 9 e 10.

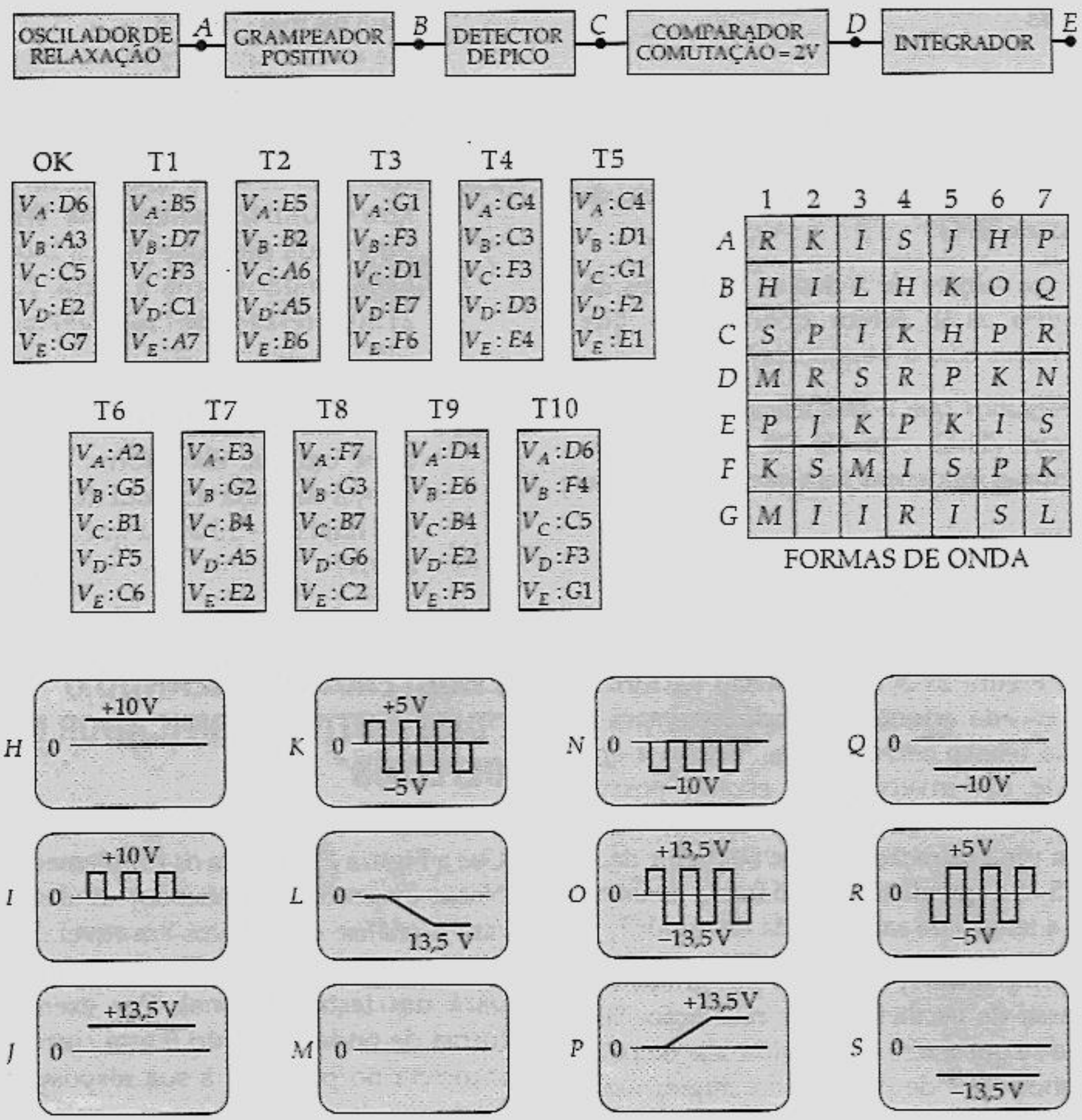
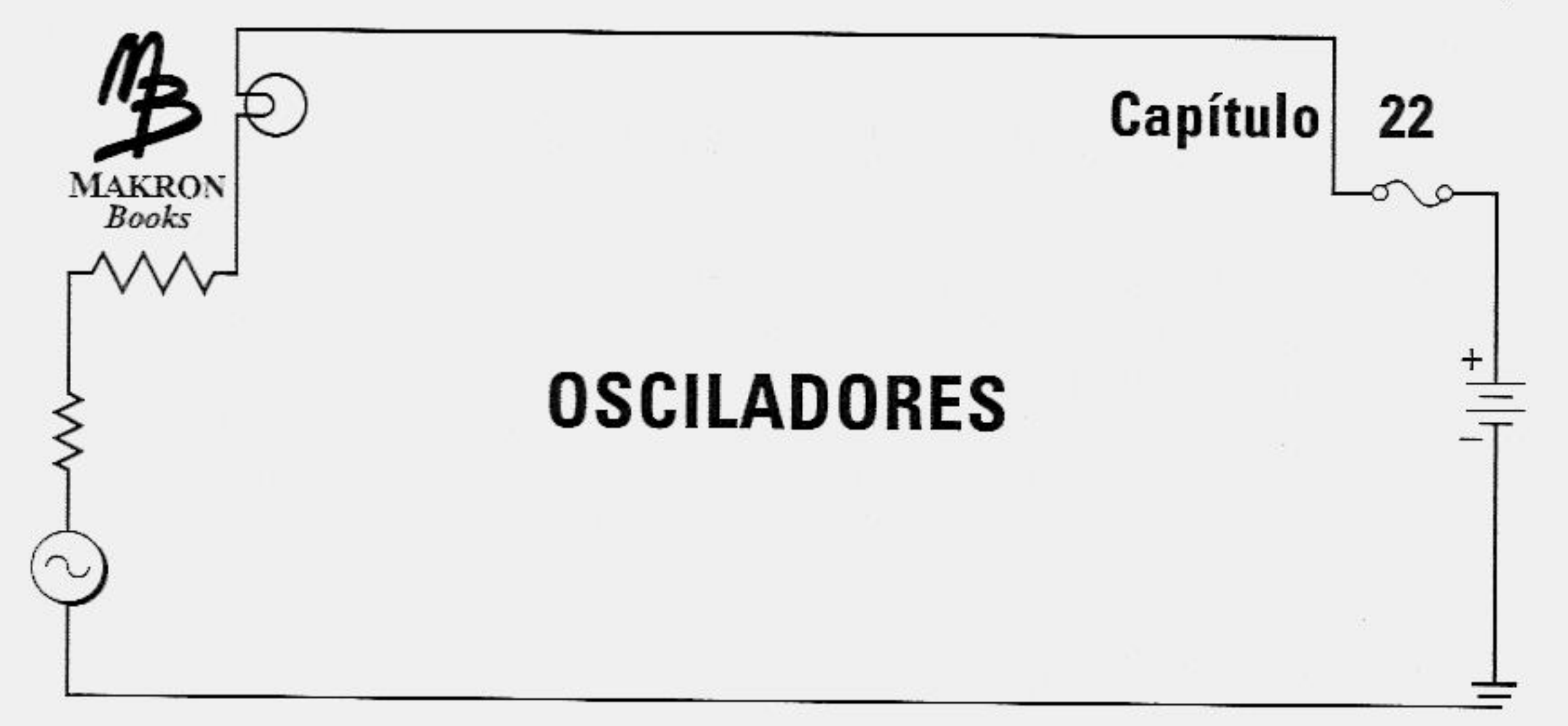


Figura 21.44 "Dispositivo Verificador de Defeitos" ™. (*Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.*)



Capítulo 22

OSCILADORES

O Capítulo 21 introduz o oscilador de relaxação, que é um circuito que gera uma saída retangular ainda que o mesmo não possua sinal de entrada. Como você se lembra, a realimentação positiva leva a saída alternativamente à saturação positiva e negativa. O princípio por trás do oscilador de relaxação é permitir que a carga e a descarga de um capacitor determine a freqüência da onda retangular de saída. Este capítulo continua a discussão sobre os osciladores. Em particular, você estudará osciladores com saída senoidal. Entre esses estão os osciladores *RC*, *LC* e os de cristal de quartz.

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

- Descrever a operação do oscilador com ponte de Wien, do oscilador duplo-T e do oscilador deslocador de fase.
- Descrever a operação dos osciladores Colpitts, Armstrong, Hartley e Clapp.
- Explicar como funciona o oscilador a cristal de quartz.
- Discutir as possíveis fontes de oscilações indesejadas.

22.1 TEORIA DA OSCILAÇÃO SENOIDAL

Para construir um oscilador senoidal, precisamos de um amplificador com uma realimentação positiva. A idéia consiste em usar o sinal de realimentação no lugar de um sinal de entrada. Se o sinal de realimentação for suficientemente grande e possuir uma fase correta, haverá um sinal de saída, mesmo que não haja sinal externo na entrada. Em outras palavras, um oscilador é um amplificador que foi modificado pela realimentação positiva para fornecer o seu próprio sinal de entrada.

Ganho e Fase da Malha

A Figura 22.1*a* mostra uma fonte de tensão v_{in} alimentando os terminais de entrada de um amplificador. A tensão de saída amplificada é

$$v_{out} = Av_{in}$$

Esta tensão alimenta a malha de realimentação que geralmente é um *circuito ressonante*. Por isso, obtemos realimentação máxima numa certa freqüência. A tensão de realimentação que volta ao ponto x é dada por

$$vf = ABv_{in}$$

Se o desvio de fase através do amplificador e do circuito de realimentação for 0°, então, ABv_{in} estará em fase com o sinal v_{in} que alimenta os terminais de entrada do amplificador.

Admita que ligamos o ponto x ao ponto y e simultaneamente retiramos a fonte de tensão v_{in}. Então, a tensão de realimentação ABv_{in} alimenta os terminais de entrada do amplificador como mostra a Figura 22.1*b*. O que acontece com a tensão de saída? Se AB for menor do que 1, ABv_{in} será menor do que v_{in}, e o sinal de saída desaparecerá, como mostra a Figura 22.1*c*. Entretanto, se AB for maior do que 1, ABv_{in} será maior do que v_{in} e a tensão de saída crescerá (Figura 22.1*d*). Se AB for igual a 1, então ABv_{in} será igual a v_{in} e a tensão de saída será uma onda senoidal estável, como mostra a Figura 20.1*e*. Neste caso, o circuito fornece o seu próprio sinal de entrada e produz uma onda senoidal na saída.

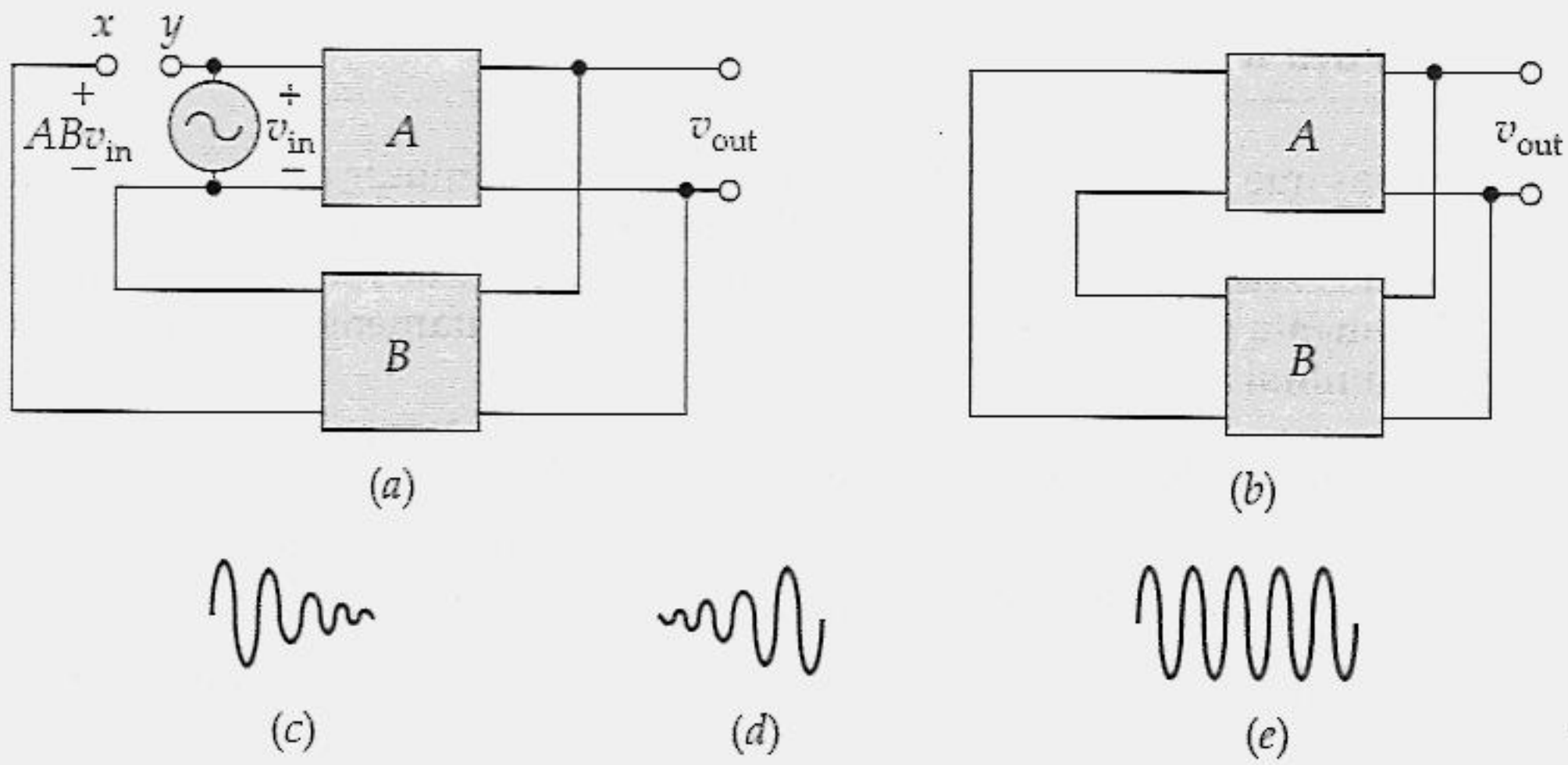


Figura 22.1 (*a*) A realimentação positiva faz retornar uma tensão ao ponto *x*; (*b*) conexão entre os pontos *x* e *y*; (*c*) as oscilações desaparecem; (*d*) as oscilações aumentam; (*e*) as oscilações têm amplitude fixa.

Em um oscilador o valor do ganho do circuito *AB* é maior do que 1 logo que a alimentação é ligada. Uma pequena tensão de partida é aplicada aos terminais de entrada e a tensão de saída cresce, como mostra a Figura 20.1*d*. Depois que a tensão de saída atinge um nível desejado, o valor de *AB* automaticamente diminui até 1 e a amplitude de saída permanece constante (Figura 22.1*e*).

A Tensão de Partida

De onde vem a *tensão de partida* de um oscilador? Qualquer resistor contém alguns elétrons livres. Devido à temperatura ambiente, estes elétrons livres deslocam-se aleatoriamente para diferentes direções e geram uma tensão de ruído através do resistor. O movimento é tão aleatório que contém freqüências acima de 1.000 GHz. Você pode imaginar cada resistor como uma pequena fonte de tensão *ca* produzindo todas as freqüências.

Na Figura 22.1*b*, eis o que acontece: logo que você liga a fonte de alimentação, os únicos sinais do sistema são as tensões de ruído geradas pelos resistores. Estes ruídos são amplificados e aparecem nos terminais de saída. Essas tensões de ruído são amplificadas e aparecem nos terminais de saída. O ruído amplificado alimenta o circuito de realimentação ressonante. Através de um projeto deliberado, podemos fazer o desvio de fase ao longo do circuito igual a 0° na freqüência de ressonância. Desta forma, obtemos oscilações somente numa freqüência, que é a freqüência de ressonância do circuito de realimentação.

AB Diminui até a Unidade

Há duas formas que fazem *AB* diminuir para 1: *A* pode diminuir ou *B* pode diminuir. Em alguns osciladores, permite-se que o sinal aumente até ocorrer o ceifamento devido à saturação e ao corte; isto equivale a reduzir o ganho de tensão *A*. Em outros osciladores, o sinal aumenta e faz *B* diminuir antes de ocorrer o ceifamento. Nos dois casos, o produto *AB* diminui até ficar igual à unidade.

Eis os princípios fundamentais de qualquer oscilador de realimentação:

1. Inicialmente, o ganho da malha *AB* precisa ser maior do que 1 na freqüência na qual o desvio de fase do circuito é 0°.
2. Depois de ter atingido o nível de saída desejado, *AB* precisa diminuir até 1 através da redução de *A* ou de *B*.

22.2 O OSCILADOR COM PONTE DE WIEN

O *oscilador com ponte de Wien* é o circuito oscilador padrão para freqüências baixas a moderadas, na faixa de 5 Hz até cerca de 1 MHz. É quase sempre usado em geradores de áudio comerciais e é geralmente preferido em outras aplicações de baixa freqüência.

Circuito de Atraso

Em números complexos, o ganho de tensão do circuito de desvio da Figura 22.2*a* é

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-jX_C}{R - jX_C}$$

Essa equação pode ser convertida em uma magnitude de

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

e em um ângulo de fase de

$$\phi = -\arctan\frac{R}{X_C}$$

onde ϕ representa o ângulo de fase entre a saída e a entrada.

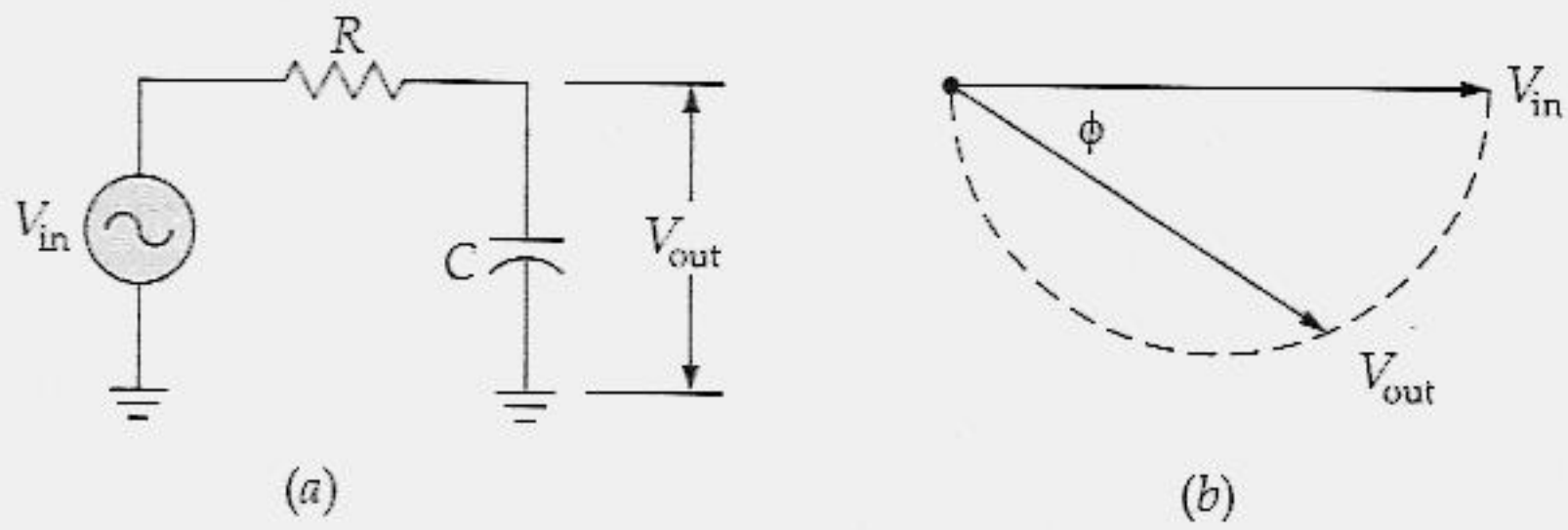


Figura 22.2 (*a*) Circuito de desvio; (*b*) diagrama fasorial.

Observe o sinal menos na equação para o ângulo de fase. Ele significa que a tensão de saída se atrasa em relação à de entrada, conforme mostra a Figura 22.2*b*. Por isso, um circuito de desvio também é chamado de *rede de atraso*. Na Figura 22.2*b*, o semicírculo mostra as posições possíveis do fasor da tensão de saída. Isso implica que o fasor de saída pode se atrasar de um ângulo entre 0 e – 90° em relação ao fasor de entrada.

Circuito de Avanço

A Figura 22.3*a* mostra um circuito de acoplamento. Em números complexos, o ganho de tensão desse circuito é

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R - jX_C}$$

Essa equação pode ser convertida em uma magnitude de

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

e em um ângulo de fase de

$$\phi = -\arctan \frac{X_C}{R}$$

onde ϕ representa o ângulo de fase entre a saída e a entrada.

Observe que o ângulo de fase é positivo. Isto significa que a tensão de saída se adianta em relação à de entrada, conforme mostra a Figura 22.3*b*. Por isso, um circuito de acoplamento também é chamado de *rede de avanço*. Na Figura 22.3*b*, o semicírculo mostra as posições possíveis do fasor da tensão de saída. Isso implica que o fasor de saída pode se adiantar de um ângulo entre 0 e + 90° em relação ao fasor de entrada.

Os circuitos de acoplamento e desvio são exemplos de circuitos deslocadores de fase. Esses circuitos deslocam a fase do sinal de saída de forma positiva (avanço) ou negativa (atraso) em relação ao sinal de entrada. Os osciladores senoidais sempre utilizam alguns tipos de circuitos de avanço/atraso para produzir oscilações em uma determinada freqüência. (Caso você queira fazer uma análise matemática maior do ângulo de fase dos circuitos de atraso e avanço, veja a Seção 16.16 – "Curvas de Bode", em "Tópicos Opcionais").

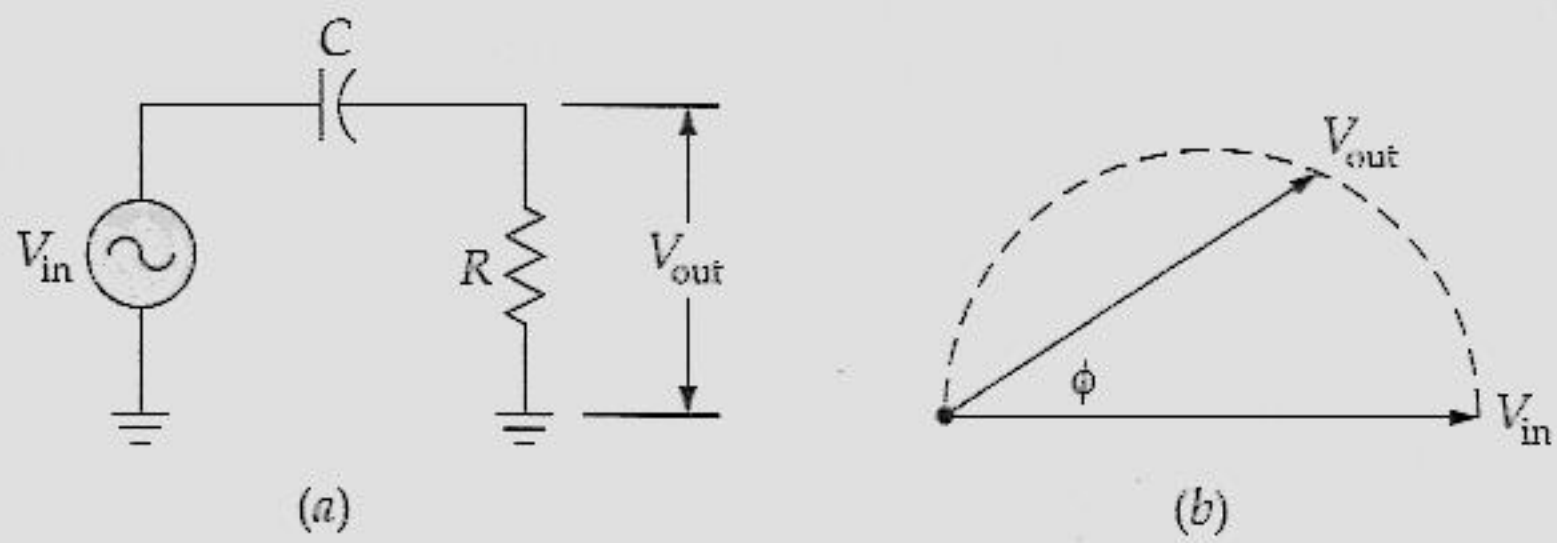


Figura 22.3 (*a*) Circuito de acoplamento; (*b*) diagrama fasorial.

Circuito de Avanço-Atraso

O oscilador com ponte de Wien utiliza um circuito de realimentação chamado *circuito de avanço-atraso* (Figura 22.24*a*). Em freqüências muito baixas, o capacitor em série parece aberto ao sinal de entrada, e não há sinal de saída. Em freqüências muito altas, o capacitor de desvio parece em curto, e não há saída. Entre estes extremos, a tensão de saída atinge um valor máximo (veja a Figura 22.24*b*). A freqüência para a qual a saída é maximizada é chamada *freqüência ressonante* f_r, onde o desvio de fase é 0°.

A Figura 22.4*c* mostra o ângulo de fase da tensão de saída em relação à tensão de entrada. Em freqüências muito baixas, o ângulo de fase é positivo (avanço). Porém, em freqüências muito altas, o ângulo de fase é negativo (atraso). Entre essas freqüências, há uma freqüência ressonante f_r para a qual o desvio de fase é igual a 0°. A Figura 22.4*d* mostra o diagrama fasorial das tensões de entrada e saída. A extremidade do fasor pode estar posicionada em qualquer ponto do círculo tracejado. Por isso, o ângulo de fase pode variar de + 90 a – 90°.

O circuito de avanço-atraso da Figura 22.4*a* se comporta como um circuito ressonante. Na freqüência de ressonância f_r, a fração de realimentação atinge 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 do que $1/3$ e o ângulo de fase não é mais igual a 0°.

Fórmula para a Freqüência de Ressonância

Na Figura 22.4*a*, a saída do circuito de avanço-atraso é

$$V_{out} = \frac{R \parallel (-jX_C)}{R - jX_C + R \parallel (-jX_C)} V_{in}$$

Expandindo e simplificando, a equação anterior conduz a estas duas fórmulas:

$$B = \frac{1}{\sqrt{9 + (X_C/R - R/X_C)^2}} \tag{22.1}$$

e

$$\phi = \arctan \frac{X_C/R - R/X_C}{3} \tag{22.2}$$

O gráfico dessas equações produz a Figura 22.4*b* e *c*.

A Equação (22.1) tem um máximo quando $X_C = R$. Para esta condição, $B = 1/3$ e $\phi = 0°$. Este resultado representa a freqüência ressonante do circuito de avanço-atraso. Como $X_C = R$, podemos escrever

$$\frac{1}{2\pi f_r C} = R$$

ou

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \tag{22.3}$$

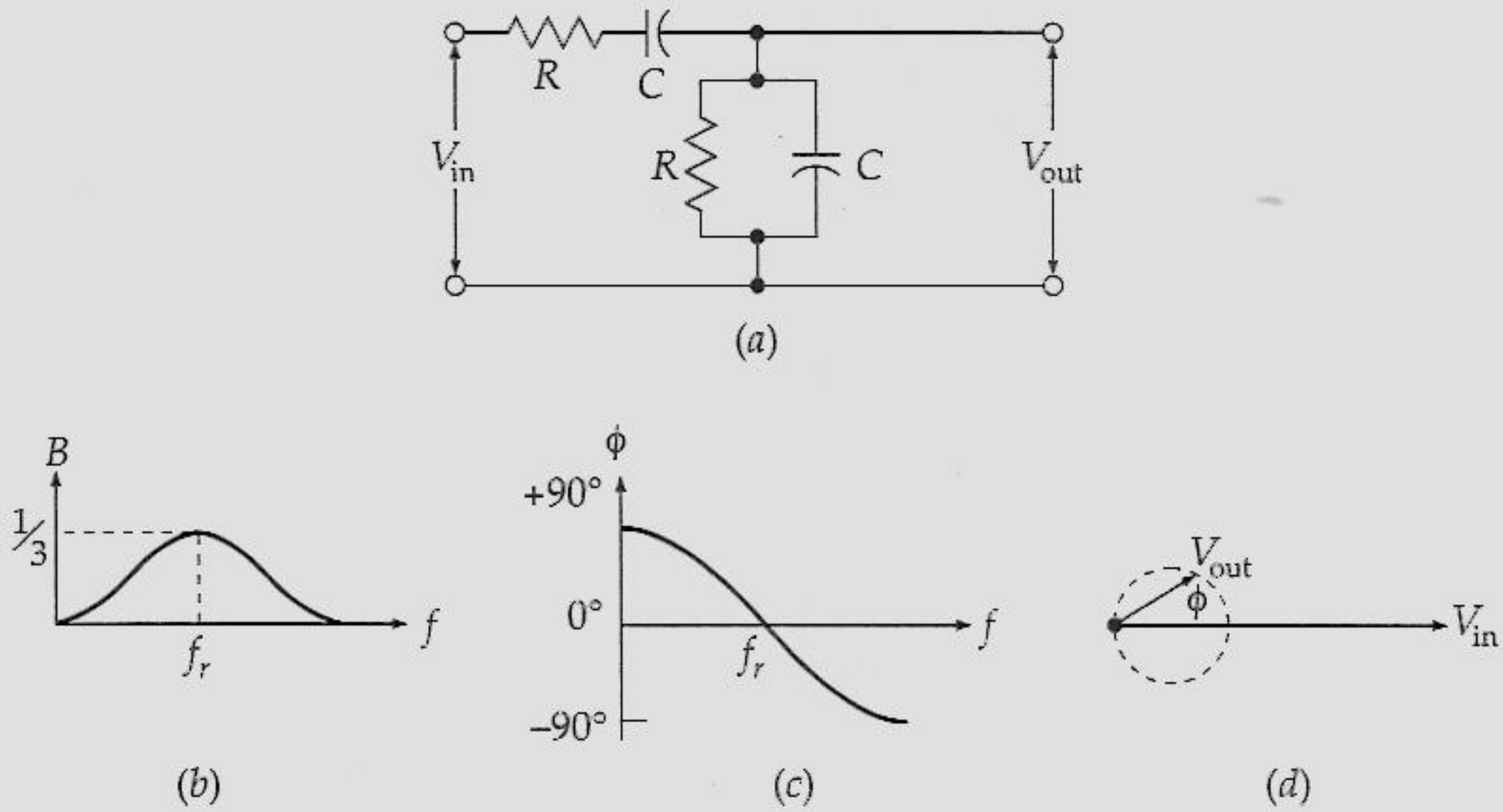


Figura 22.4 (*a*) Rede de avanço-atraso; (*b*) ganho de tensão; (*c*) desvio de fase; (*d*) diagrama fasorial.

Como Funciona o Circuito

A Figura 22.5*a* mostra um oscilador com ponte de Wien. Ele utiliza a realimentação positiva e negativa, pois há dois caminhos para a realimentação: há um caminho para a realimentação positiva da saída para a entrada não-inversora através do circuito de avanço-atraso; há também um caminho para a realimentação negativa da saída para a entrada inversora através do divisor de tensão.

Inicialmente, há uma realimentação positiva maior do que a negativa. Isso ajuda as oscilações a crescer no momento em que a fonte de alimentação for ligada. Após o sinal de saída chegar ao nível desejado, a realimentação negativa reduz o ganho para 1. Como isto acontece? Ao ligar a fonte de alimentação, a lâmpada de tungstênio tem uma baixa resistência e a realimentação negativa é pequena. Por isso, o ganho do circuito é maior do que 1 e as oscilações podem crescer até a freqüência de ressonância. À medida que as oscilações crescem, a lâmpada de tungstênio esquenta ligeiramente e a sua resistência aumenta. Num nível alto da tensão de saída, a lâmpada de tungstênio tem uma resistência de exatamente R'. Nesse momento, o ganho de tensão de malha fechada da entrada não-inversora para a saída diminui para

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{2R'}{R'} + 1 = 3$$

Como o circuito de avanço-atraso tem um B de $1/3$, o ganho do circuito é

$$A_{CL}B = 3(1/3) = 1$$

O ganho de tensão de malha fechada da entrada não-inversora para a saída é maior do que 3 no momento em que a fonte for ligada. Por isso, $A_{CL}B$ será inicialmente maior do que 1. À medida que a oscilação cresce, a tensão de pico a pico de saída se torna grande o suficiente para aumentar a resistência da lâmpada de tungstênio. Quando a resistência dela for igual a R', o ganho $A_{CL}B$ do circuito será exatamente igual a 1. Nesse momento, as oscilações se tornam estáveis e a tensão de saída terá um valor de pico a pico constante.

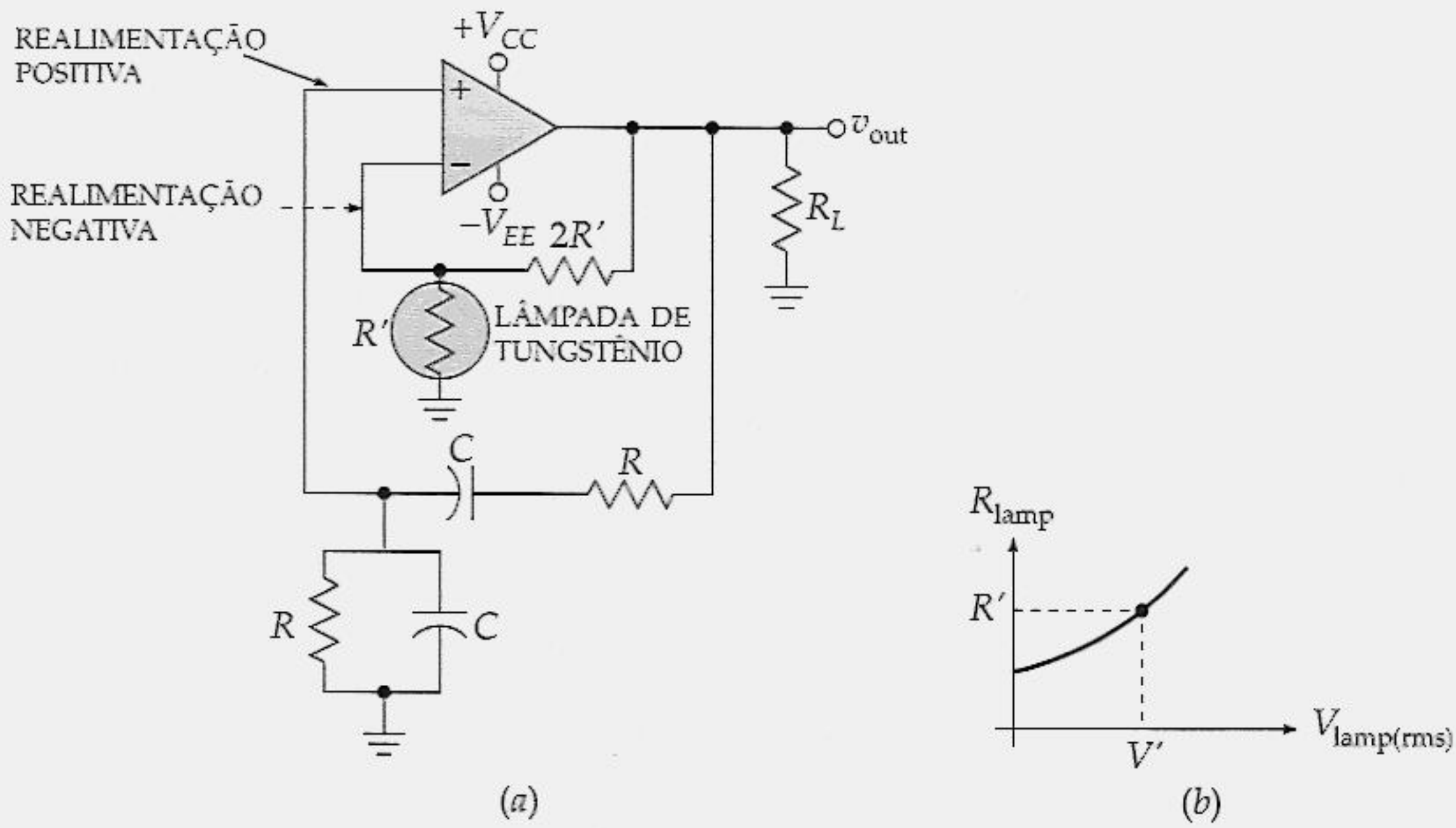


Figura 22.5 (*a*) Oscilador com ponte de Wien; (*b*) a resistência da lâmpada de tungstênio aumenta com a tensão.

Condições Iniciais

Ao ligar a fonte de alimentação, a tensão de saída é zero e a resistência da lâmpada de tungstênio é menor do que R', como mostra a Figura 22.5*b*. Quando a tensão de saída aumenta, a resistência da lâmpada aumenta conforme mostra o gráfico. Em uma determinada tensão V', a lâmpada tem uma resistência de R'. Isso significa que A_{CL} é igual a 3 e o ganho do circuito se torna 1. Quando isto acontece, a amplitude de saída se nivela e torna-se constante.

Desvio de Fase do Amplificador

O desvio de fase do circuito tem de ser 0°; caso contrário, o circuito não oscilará. Em um oscilador com ponte de Wien, o desvio de fase de um circuito de avanço-atraso é igual a 0° quando as oscilações tiverem uma freqüência de

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

Por isso, podemos ajustar a freqüência variando R ou C. Isto considera que o desvio de fase do amplificador é insignificantemente pequeno, idealmente 0°. Dizendo de uma outra forma, o amplificador tem de ter uma freqüência crítica de malha fechada bem acima da freqüência ressonante f_r. Então o amplificador não introduz um desvio de fase adicional. Se o amplificador introduziu um desvio de fase, a fórmula $f_r = 1/(2\pi RC)$ seria uma aproximação.

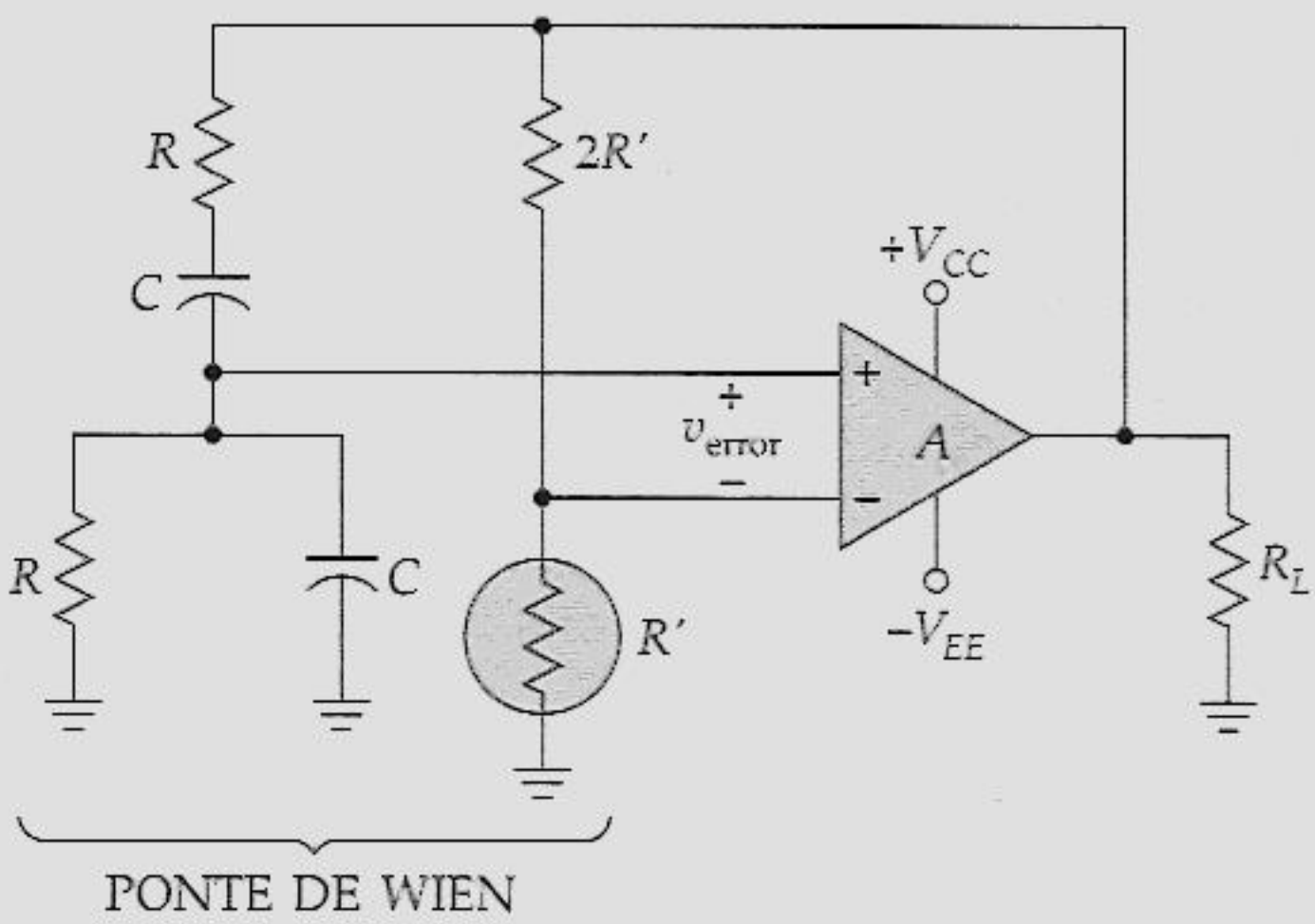


Figura 22.6 Oscilador com ponte de Wien.

Filtro Rejeita-Faixa

A Figura 22.6 mostra uma outra forma de desenhar o oscilador com 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*, chamada de *ponte de Wien*, é utilizada 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 algumas vezes é conhecida como um *filtro rejeita-faixa*, que é um circuito com saída zero em uma freqüência particular. Para uma ponte de Wien, a freqüência rejeitada é igual a

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

Devido ao erro de tensão necessário ao amp op ser muito pequeno, a ponte de Wien tem um balanceamento quase perfeito e uma freqüência de oscilação aproximadamente igual a f_r.

Exemplo 22.1

Calcule as freqüências mínima e máxima no oscilador com ponte de Wien da Figura 22.7*a*.

Solução

Os dois reostatos estão concatenados, o que significa que eles variam juntos e possuem o mesmo valor para qualquer posição determinada pelo cursor. Como cada um tem uma resistência máxima de 100 kΩ, R varia de 1 a 101 kΩ. A freqüência mínima de oscilação é

$$f_{\text{mín}} = \frac{1}{2\pi(101\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 158\ \text{Hz}$$

e a máxima é

$$f_{\text{máx}} = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{kHz}$$

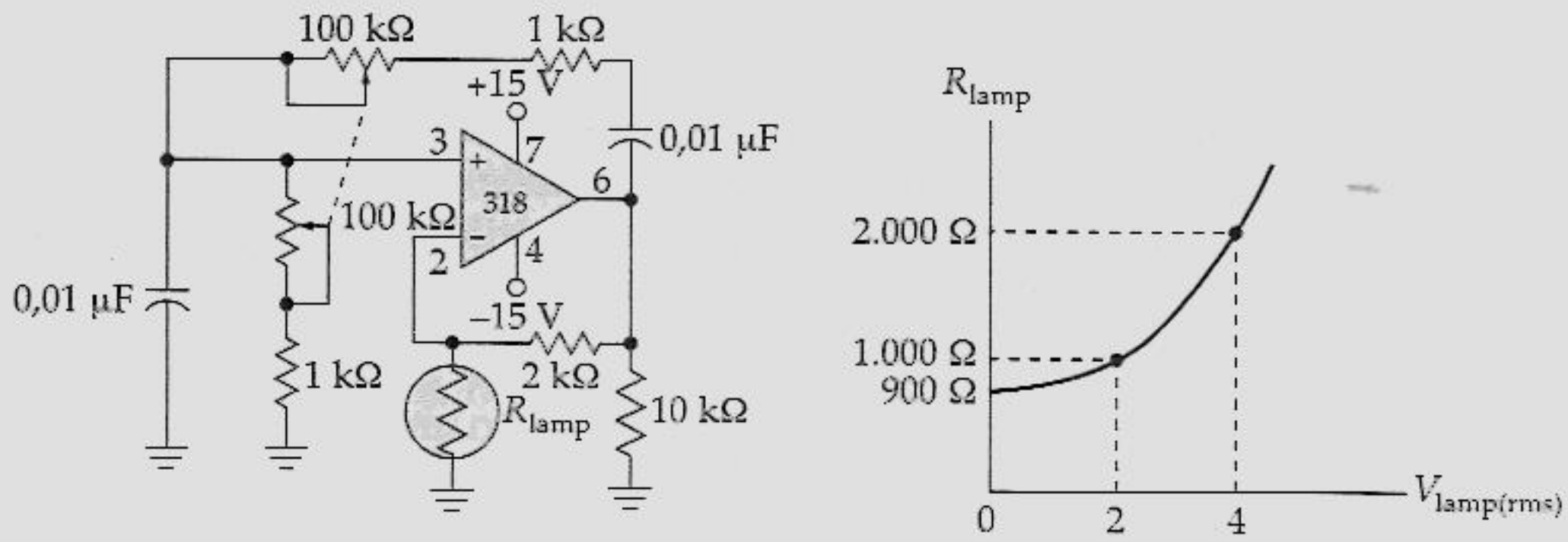


Figura 22.7 Exemplo de um oscilador com ponte de Wien.

Exemplo 22.2

A Figura 22.7*b* mostra a resistência da lâmpada da Figura 22.7*a*. Calcule a tensão de saída.

Solução

Na Figura 22.7*a*, a tensão de pico a pico de saída se torna constante no momento em que a resistência da lâmpada for igual a 1 kΩ. Na Figura 22.7*b*, isto significa que a tensão na lâmpada é de 2 V rms. A corrente na lâmpada é

$$I = \frac{2\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 1\ \text{mA}$$

Essa corrente também circula através do resistor de 2 kΩ, o que significa que a tensão de saída é

$$V_{out} = (2\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega) = 6\ \text{V rms}$$

que é equivalente a uma tensão de pico a pico de

$$v_{out} = 2(1{,}414)(6\ \text{V}) = 17\ \text{V}$$

22.3 OUTROS OSCILADORES *RC*

Embora o oscilador com ponte de Wien seja o padrão industrial para freqüências até 1 MHz, você ocasionalmente vê diferentes osciladores *RC*. Esta seção discute dois outros tipos, chamados de *oscilador duplo-T* e *oscilador de deslocamento de fase*.

Oscilador Duplo-T

A Figura 22.8*a* é um *filtro duplo-T*. Uma análise matemática deste circuito mostra que ele se comporta como um circuito de avanço-atraso com o ângulo de fase apresentado na Figura 20.8*b*. Novamente, há uma freqüência f_r para a qual o desvio de fase é igual a zero. O ganho de tensão é igual à unidade em baixas e altas freqüências. No meio, há uma freqüência f_r para a qual o ganho de tensão cai para zero (Figura 20.8*c*). O filtro duplo-T às vezes é chamado filtro rejeita-faixa porque ele é capaz de eliminar ou atenuar estas freqüências próximas de f_r. A freqüência ressonante de um filtro duplo-T é dada pela equação familiar:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \tag{22.4}$$

A Figura 22.9 mostra um oscilador duplo-T. A realimentação positiva se faz através do divisor de tensão para a entrada não-inversora. A realimentação negativa se dá através do filtro duplo-T. Logo que a alimentação é ligada, a resistência da lâmpada R_1 é baixa e a realimentação positiva é máxima. À medida que as oscilações aumentam, a resistência da lâmpada aumenta e a realimentação positiva diminui. À medida que a realimentação diminui, as oscilações se nivelam e tornam-se constantes. Desta forma, a lâmpada estabiliza o nível da tensão de saída.

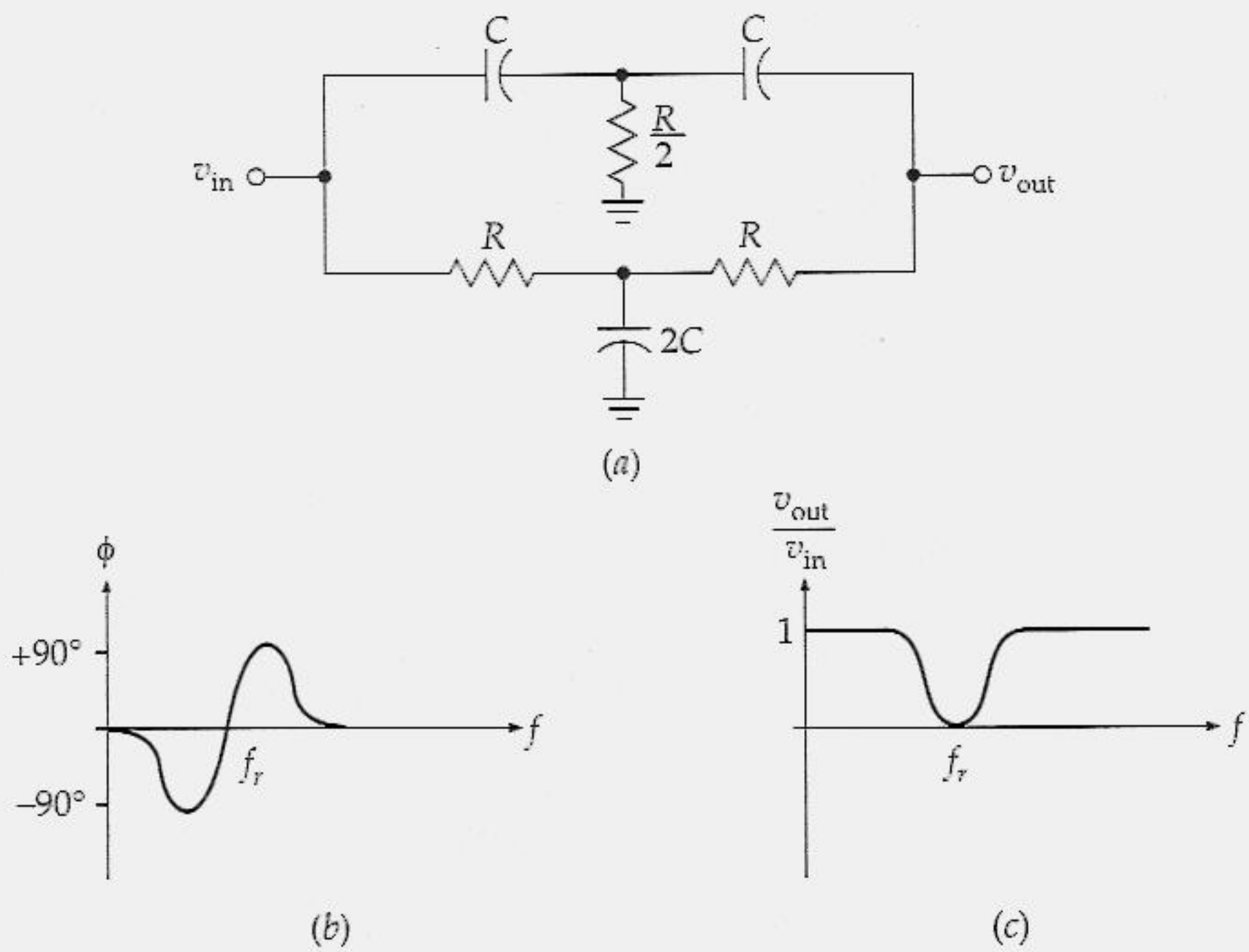


Figura 22.8 Filtro duplo-T: (*a*) circuito; (*b*) deslocamento de fase; (*c*) ganho de tensão.

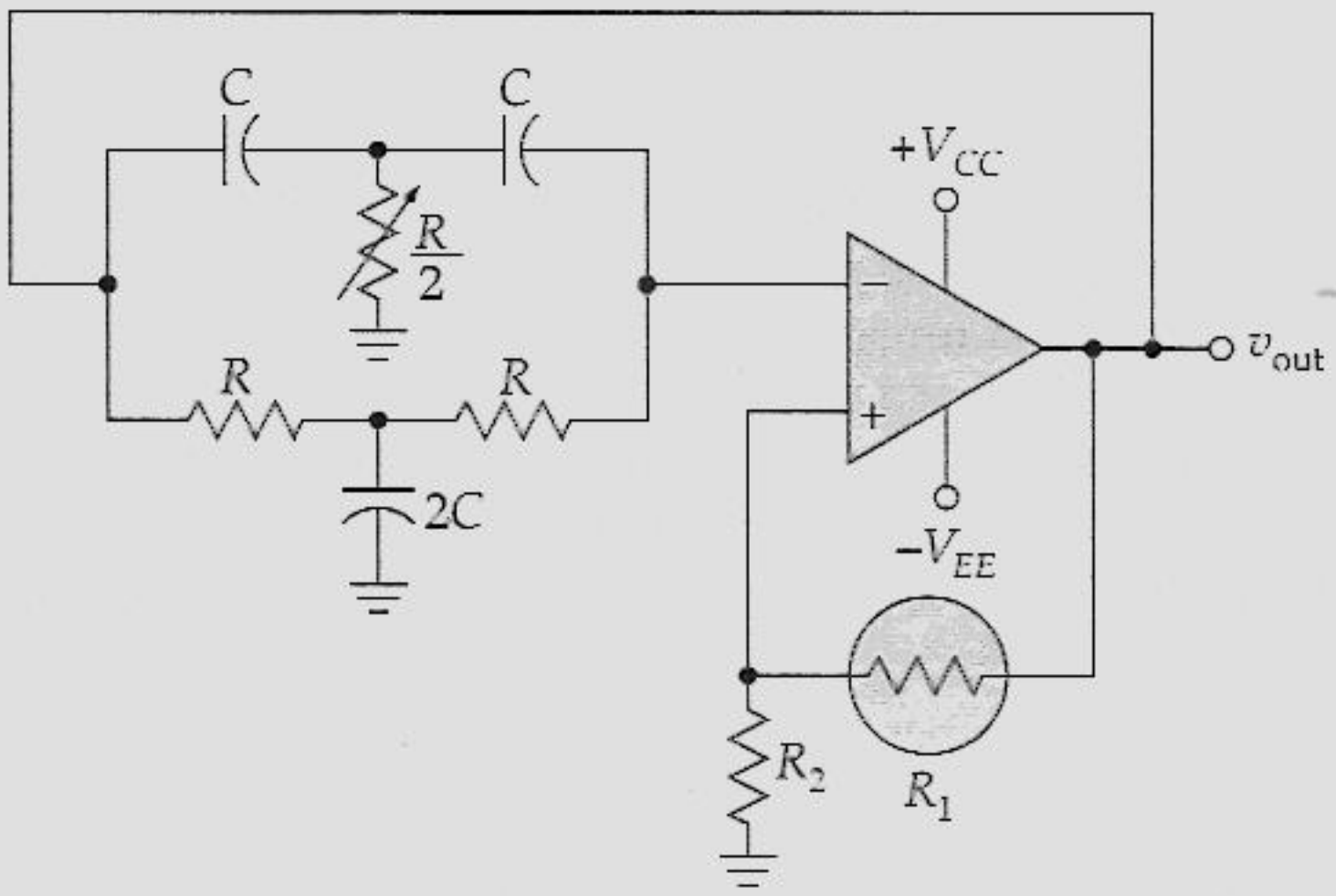


Figura 22.9 Oscilador duplo-T.

No filtro duplo-T, a resistência $R/2$ é ajustada. Isto é necessário porque o circuito oscila numa freqüência ligeiramente diferente da freqüência de ressonância da Equação (22.4). Para assegurar que a freqüência de oscilação esteja próxima da freqüência de rejeição, o divisor de tensão deve ter R_1 muito maior do que R_2. A título de orientação, R_1/R_2 está na faixa de 10 a 1.000. Isto força o oscilador a funcionar numa freqüência próxima da freqüência de rejeição.

Embora utilizado ocasionalmente, o oscilador duplo-T não é um circuito popular, pois ele funciona bem apenas em uma freqüência; isto é, ele não pode ser ajustado facilmente sobre uma grande faixa de freqüência como o oscilador com ponte de Wien.

Oscilador de Deslocamento de Fase

A Figura 22.10*a* é um *oscilador de deslocamento de fase* com três circuitos de avanço no percurso da realimentação. Como você deve se lembrar, um circuito de avanço produz um deslocamento de fase entre 0 e 90°, dependendo da freqüência. Portanto, em alguma freqüência, o desvio total de fase de três circuitos de avanço é igual à 180° (aproximadamente 60° para cada um). O amplificador tem um desvio adicional de fase de 180° porque o sinal alimenta a entrada inversora. Como você deve se lembrar, um circuito de avanço produz um desvio de fase entre 0° e 90°, dependendo da freqüência. Portanto, numa dada freqüência, o desvio total de fase das três redes de avanço é igual a 180° (aproximadamente 60° cada). Como resultado, o desvio de fase ao longo do circuito será de 360°, equivalente a 0°. Se AB for maior do que a unidade nessa determinada freqüência, as oscilações podem começar.

A Figura 22.10*b* mostra um projeto alternativo. Ele utiliza três circuitos de atraso. A operação é análoga. O amplificador produz um desvio de fase de 180° e os circuitos de atraso contribuem com outros 180° em alguma freqüência mais alta. Se *AB* for maior do que a unidade nessa freqüência, as oscilações podem começar.

O oscilador de deslocamento de fase não é um circuito popular. Novamente, o principal problema com esse circuito é que ele não pode ser ajustado facilmente ao longo de uma grande faixa de freqüência. A razão de introduzi-lo é porque você pode acidentalmente construir um oscilador de deslocamento de fase ao tentar construir um amplificador. Isto será discutido mais tarde neste capítulo.

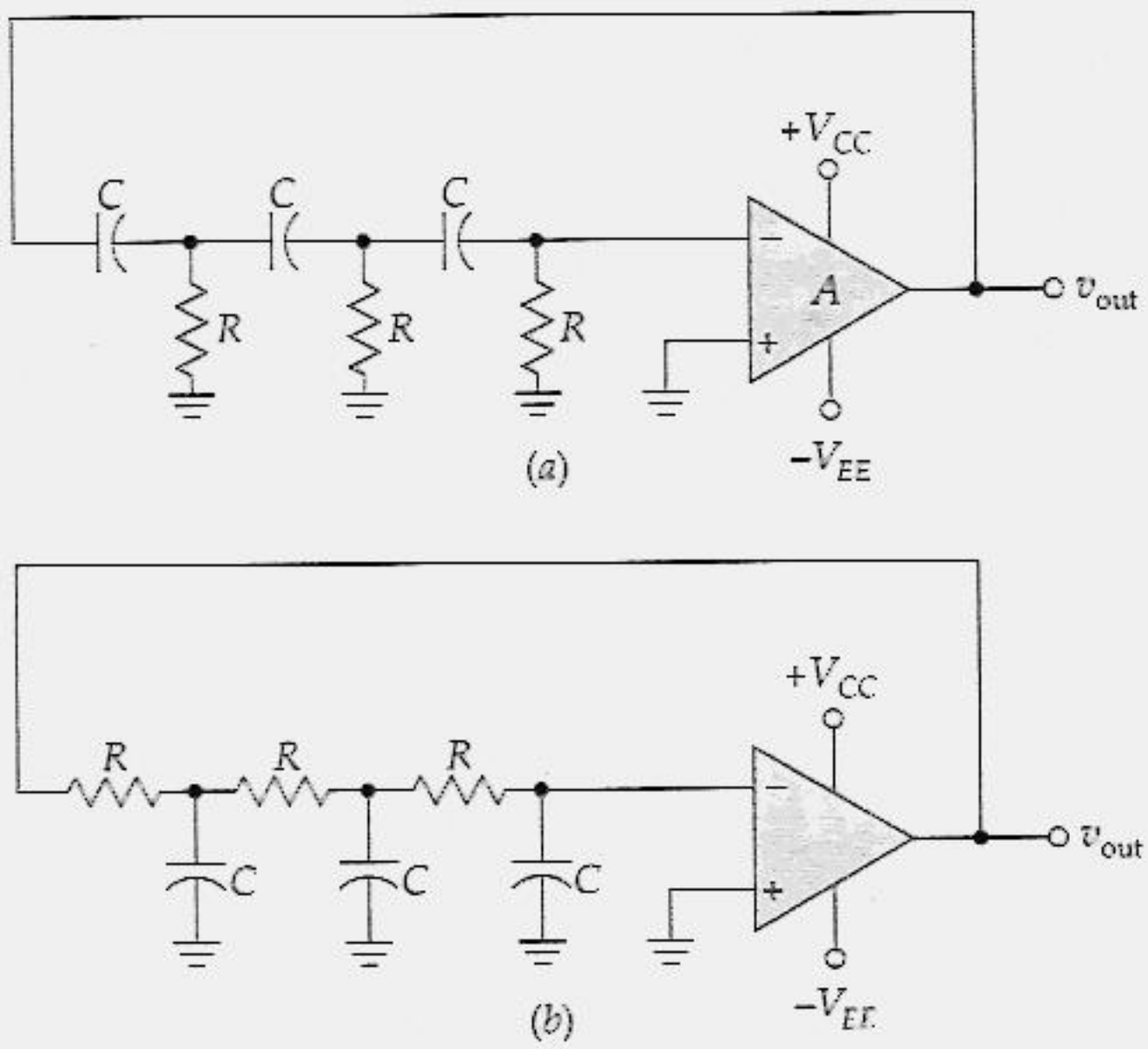


Figura 22.10 Osciladores de deslocamento de fase: (*a*) redes de avanço; (*b*) redes de atraso.

22.4 O OSCILADOR COLPITTS

Embora excelente em baixas freqüências, o oscilador em ponte de Wien não é adequado para as altas freqüências (bem acima de 1 MHz). O principal problema é o desvio de fase através do amplificador. Esse desvio de fase se soma ao desvio de fase do circuito de avanço-atraso e faz com que ocorra uma ressonância muito distante da freqüência ressonante ideal. Uma alternativa é um oscilador *LC*, que é um circuito que pode ser utilizado para freqüências entre 1 e 500 MHz. Esta faixa de freqüência está além da f_{unity} da maioria dos amps op. É por isso que é utilizado geralmente um transistor bipolar ou um FET para o amplificador.

Com um amplificador e um circuito-tanque *LC*, podemos realimentar um sinal com a amplitude e a fase adequadas para manter oscilações. A análise e o projeto de osciladores de alta freqüência são difíceis. Por quê? Porque em freqüências mais altas, as capacitâncias parasitas e as indutâncias de avanço se tornam muito importantes na determinação da freqüência de oscilação, da fração de realimentação, da potência de saída e de outras grandezas *ca*. Por isso, a maioria das pessoas utiliza aproximações para um projeto inicial e faz ajustes na construção do oscilador, de acordo com a necessidade, para conseguir a performance desejada. Nesta seção, examinaremos o *oscilador Colpitts*, que é um dos osciladores *LC* mais largamente utilizados.

Configuração EC

A Figura 22.11*a* mostra um oscilador Colpitts. A polarização por divisor de tensão estabelece um ponto de operação quiescente. O circuito então tem um ganho de tensão de baixa freqüência de r_c/r'_e, onde r_c é a resistência *ca* vista pelo coletor. Devido aos circuitos de atraso da base e do coletor, o ganho de tensão de alta freqüência é menor do que r_c/r'_e.

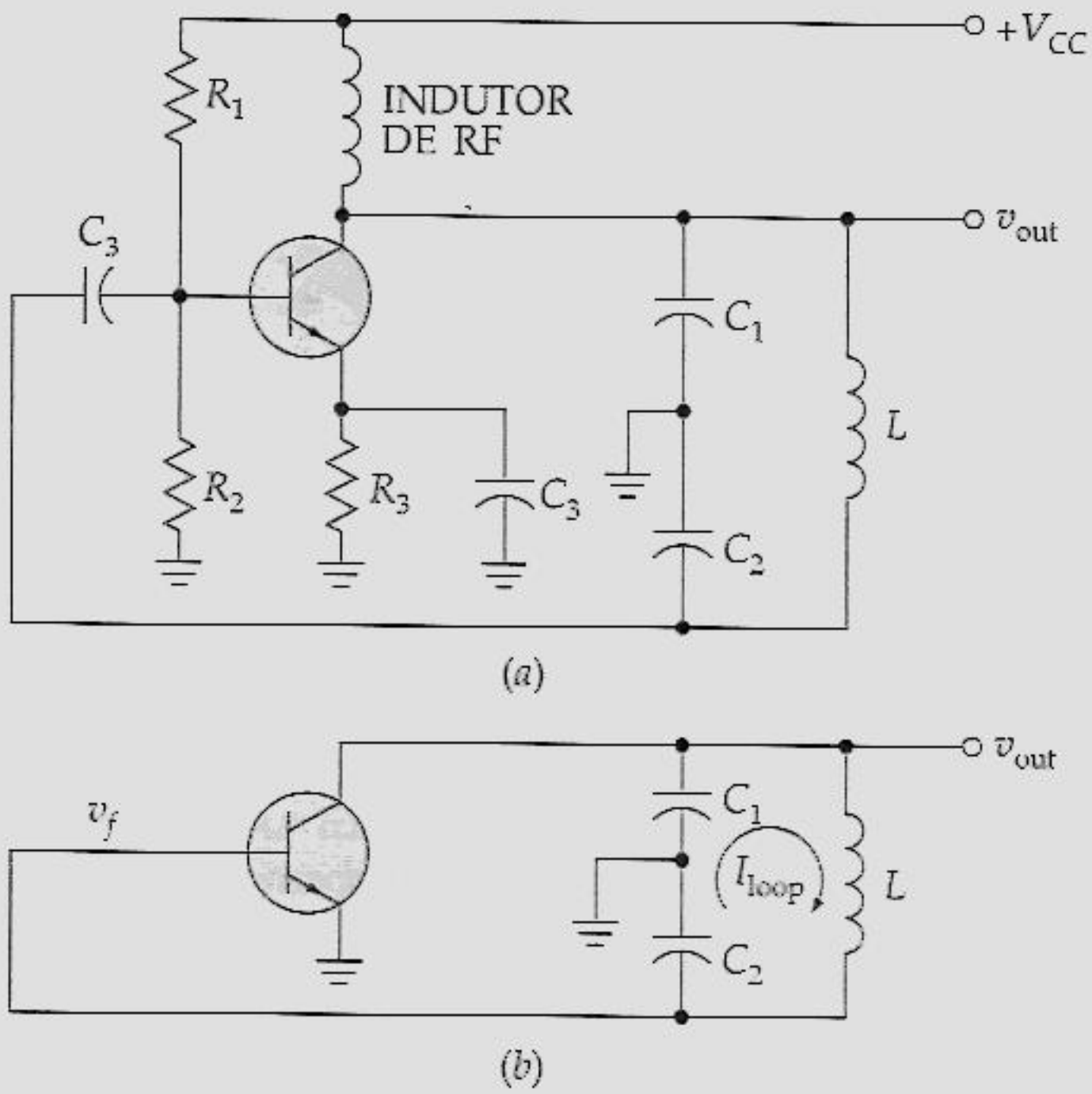


Figura 22.11 (*a*) Oscilador Colpitts; (*b*) circuito equivalente *ca*.

A Figura 22.11*b* é um circuito equivalente *ca* simplificado. A corrente de amostra ou do circuito-tanque flui através de C_1 em série com C_2. Observe que v_{out} é igual à tensão *ca* através de C_1 e que a tensão de realimentação *vf* aparece através de C_2. Esta tensão de realimentação alimenta a base e mantém as oscilações que se desenvolvem através do circuito-tanque, desde que haja ganho de tensão suficiente na freqüência de oscilação. Como o emissor está ligado ao terra *ca*, o circuito constitui uma configuração EC.

Você vai encontrar muitas variações do oscilador Colpitts. Uma forma de reconhecê-lo é através do divisor de tensão capacitivo formado por C_1 e C_2. Este divisor de tensão capacitivo produz a tensão de realimentação necessária para as oscilações. Em outros tipos de osciladores, a tensão de realimentação é produzida por transformadores, por divisores de tensão indutivos, e assim por diante.

Freqüência de Ressonância

A maioria dos osciladores *LC* utiliza circuitos-tanque com um *Q* maior do que 10. Por isso, podemos calcular a *freqüência de ressonância* aproximada com a fórmula

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{22.5}$$

Esta precisão é melhor do que 1% quando *Q* for maior do que 10.

A capacitância a ser utilizada na Equação (22.5) é a capacitância equivalente por onde passa a corrente de circulação. No circuito-tanque Colpitts da Figura 22.11*b*, a corrente de circulação flui através de C_1 em série com C_2. Portanto, a capacitância equivalente é

$$C = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \tag{22.6}$$

Por exemplo, se C_1 e C_2 forem de 100 pF cada, você deverá utilisar 50 pF na Equação (22.5).

Condição Inicial

A condição inicial exigida por qualquer oscilador é

$$AB > 1$$

na freqüência de ressonância do circuito-tanque. Isto é equivalente a

$$A > \frac{1}{B}$$

O ganho de tensão A nesta expressão é o ganho de tensão na freqüência de oscilação. Na Figura 22.11*b*, a tensão de saída aparece através de C_1 e a tensão de realimentação através de C_2. Como a corrente de circulação é a mesma para os dois capacitores,

$$B = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1}} = \frac{1/(2\pi f C_2)}{1/(2\pi f C_1)}$$

ou

$$B = \frac{C_1}{C_2}$$

Portanto, a condição inicial é

$$A > \frac{C_2}{C_1} \tag{22.7}$$

Lembre-se de que esta é uma aproximação grosseira porque ela ignora a impedância vista dentro da base.

Qual o valor de A? Isto depende das freqüências de corte superiores do amplificador. Como você se lembra, há circuitos de desvio da base e do coletor num amplificador bipolar. Se as freqüências de corte destes circuitos de desvio forem maiores do que a freqüência de oscilação, então A é aproximadamente igual a r_c/r'_e. Se as freqüências críticas forem mais baixas do que a freqüência de oscilação, o ganho de tensão é menor do que r_c/r'_e e há um desvio de fase adicional através do amplificador. Isto complica toda a situação. De fato, o oscilador pode não funcionar ainda. Se alguma vez você encontrar um oscilador de alta freqüência que não esteja funcionando, você saberá onde procurar o defeito: ele não entra em funcionamento porque o ganho do circuito é menor do que 1 no momento em que o desvio de fase for de 0°.

Tensão de Saída

Com uma *realimentação leve* (B pequeno), o valor de A é apenas ligeiramente maior do que $1/B$ e a operação é aproximadamente a de classe A. Logo que você liga a alimentação, as oscilações crescem e o sinal oscila bem além da reta de carga *ca*. Com esta oscilação aumentada do sinal, a operação varia de sinal pequeno para sinal grande. Enquanto isto está acontecendo, o ganho de tensão diminui ligeiramente. Com a realimentação leve, o valor de AB pode diminuir até 1 sem ceifamento excessivo.

Com *realimentação forte* (B grande), o sinal de realimentação grande leva a base do circuito da Figura 22.11*a* à saturação e ao corte. Isto carrega o capacitor C_3, produzindo o grampeador *cc* negativo na base. O grampeamento negativo ajusta automaticamente o valor de AB em 1. Se a realimentação for forte demais, você poderia perder um pouco da tensão de saída devido às perdas de potência de dispersão.

Ao construir um oscilador, você pode ajustar a quantidade de realimentação necessária para maximizar a tensão de saída. A idéia está em usar realimentação suficiente para iniciar sob todas as condições (transistores, temperatura, tensão etc. diferentes), mas nem tanto de modo a perder mais saída do que o necessário. O projeto de osciladores que sejam dignos de confiança é um desafio porque as aproximações normais não funcionam. Como último recurso, alguns projetistas utilizam computadores para modelar osciladores de alta freqüência.

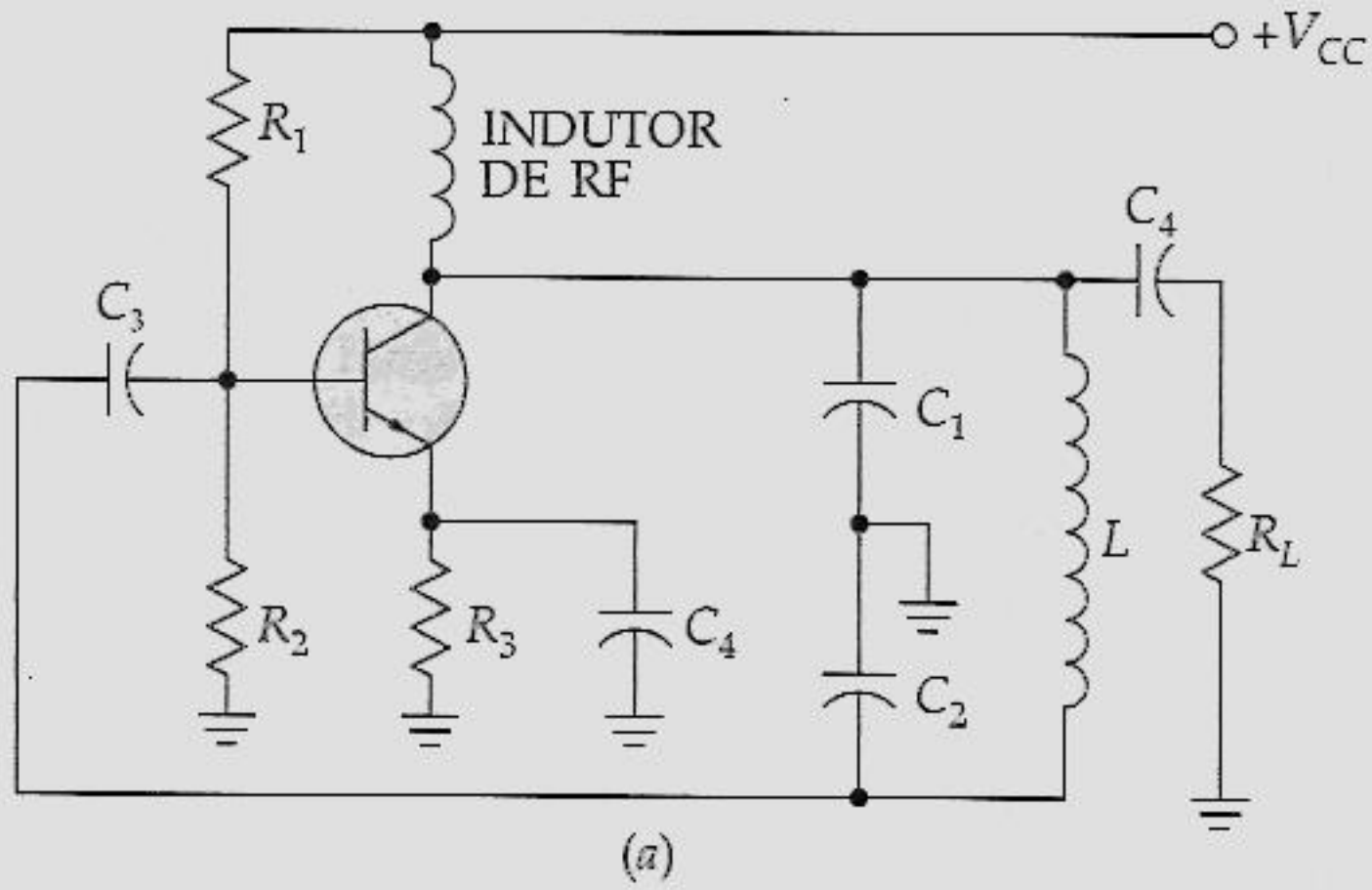
Acoplando a uma Carga

A freqüência exata de oscilação depende do Q do circuito e é dada por

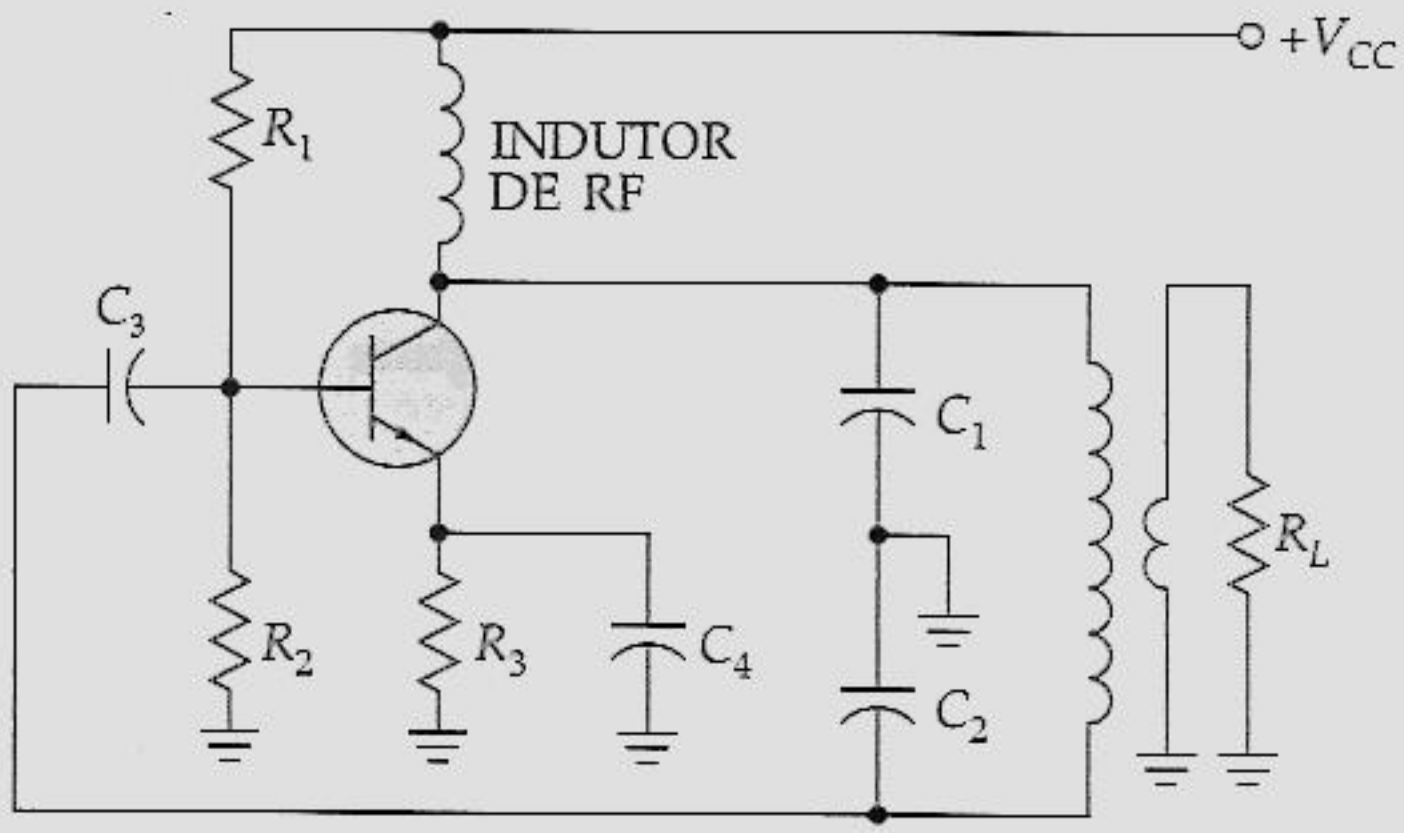
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{1 + Q^2}} \tag{22.8}$$

Na maioria dos casos, Q é maior do que 10 e esta equação exata se simplifica no valor ideal dado anteriormente na Equação (22.5). Se Q for menor do que 10 a freqüência é puxada mais para baixo que o valor ideal. Além disso, um baixo Q pode impedir que o oscilador entre em operação levando o ganho da alta freqüência abaixo de $1/B$.

A Figura 22.12*a* mostra uma forma de se acoplar à resistência de carga. Se a resistência de carga for grande, então ela não sobrecarregará demais o circuito ressonante e o Q será maior do que 10. Por outro lado, se a resistência de carga for pequena, o Q cai abaixo de 10 e as oscilações podem não ter início. Uma solução para uma resistência de carga pequena é utilizar uma pequena capacitância C_4, cujo X_C seja grande, comparado com a resistência de carga. Isto evita uma carga excessiva para o circuito-tanque.



(*a*)



(*b*)

Figura 22.12 Tipos de acoplamento de saída: (*a*) capacitor; (*b*) indutivo.

A Figura 22.12*b* mostra o *acoplamento indutivo*, uma outra forma de acoplar o sinal a uma pequena resistência de carga. O acoplamento indutivo significa a utilização de somente algumas espiras do enrolamento secundário do transformador de RF. Este acoplamento leve assegura que a resistência de carga não abaixará o Q do circuito-tanque até um ponto onde o oscilador não possa entrar em operações.

Se for utilizado o acoplamento capacitivo ou indutivo, o efeito da carga poderá ser mantido o menor possível. Desta forma, o alto Q do circuito-tanque assegura uma saída senoidal não distorcida com um início confiável para as oscilações.

Configuração BC

Quando o sinal de realimentação de um oscilador alimenta a base, aparece uma capacitância Miller grande através da entrada. Isto produz uma freqüência de corte relativamente baixa, o que significa que o ganho de tensão pode ser muito baixo na freqüência de ressonância que queremos. Para se obter uma freqüência de corte mais alta, o sinal de realimentação pode ser aplicado ao emissor, como mostra a Figura 22.13. O capacitor C_3 faz o terra *ca* da base, e assim o transistor se comporta como um amplificador de base comun (BC). Um circuito como este pode oscilar em freqüências mais altas porque o seu ganho de alta freqüência é maior do que o de um oscilador EC comparável. Com o acoplamento indutivo na saída, o circuito-tanque está ligeiramente carregado e a freqüência ressonante ainda é dada pela Equação (22.5).

A fração de realimentação é ligeiramente diferente. A tensão de saída aparece através de C_1 e de C_2 em série, enquanto a tensão de realimentação aparece através de C_2. Idealmente, a fração de realimentação é

$$B = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}}$$

Depois de expandir e simplificar, torna-se

$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

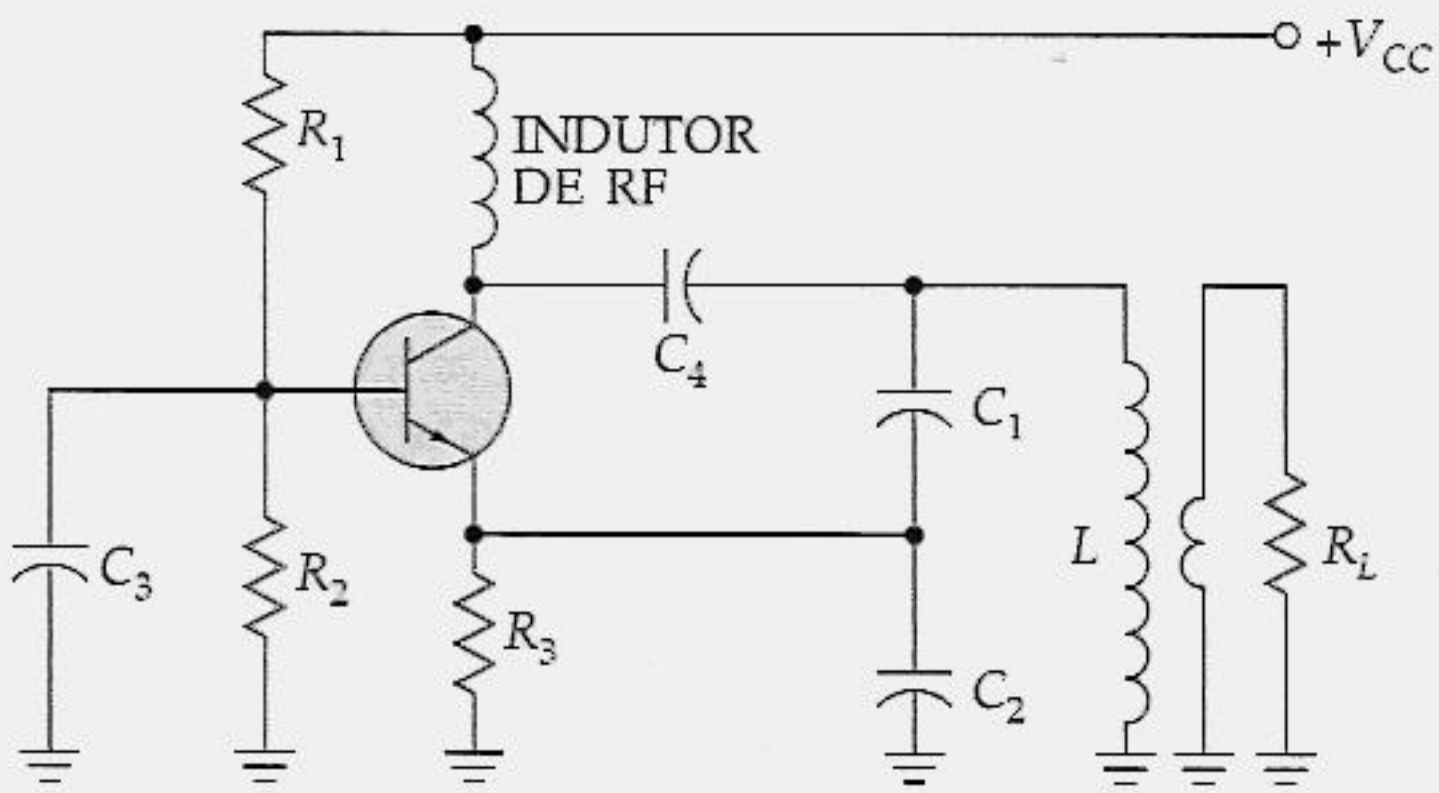


Figura 22.13 O oscilador BC pode oscilar em freqüências mais altas que o oscilador EC.

Para que as oscilações comecem, A precisa ser maior do que $1/B$. Como uma aproximação, isto significa que

$$A > \frac{C_1 + C_2}{C_1} \tag{22.9}$$

Esta é uma aproximação grosseira porque ela desconsidera a impedância de entrada do emissor que está em paralelo com C_2. Uma análise exata utilizaria números complexos para incluir a impedância do emissor.

Oscilador Colpitts com FET

A Figura 22.14 é um exemplo de um oscilador Colpitts com FET, no qual o sinal de realimentação é aplicado à porta. Como a porta tem uma alta resistência de entrada, o efeito de carga no circuito-tanque é muito menor do que com um transistor bipolar. Em outras palavras, a aproximação

$$B = \frac{C_1}{C_2}$$

é mais precisa com um FET porque a impedância vista para dentro da porta é mais alta. A condição inicial para este oscilador FET é

$$A > \frac{C_2}{C_1} \tag{22.10}$$

Em um oscilador FET, o ganho de tensão em baixa freqüência é $g_m r_d$. Acima da freqüência de corte do amplificador FET, o ganho de tensão diminui. Na Equação (22.10), A é o ganho na freqüência de oscilação. Como uma norma, tente manter a freqüência de oscilação mais baixa do que a freqüência de corte do amplificador FET. Caso contrário, o desvio de fase adicional através do amplificador pode impedir que o oscilador entre em operação.

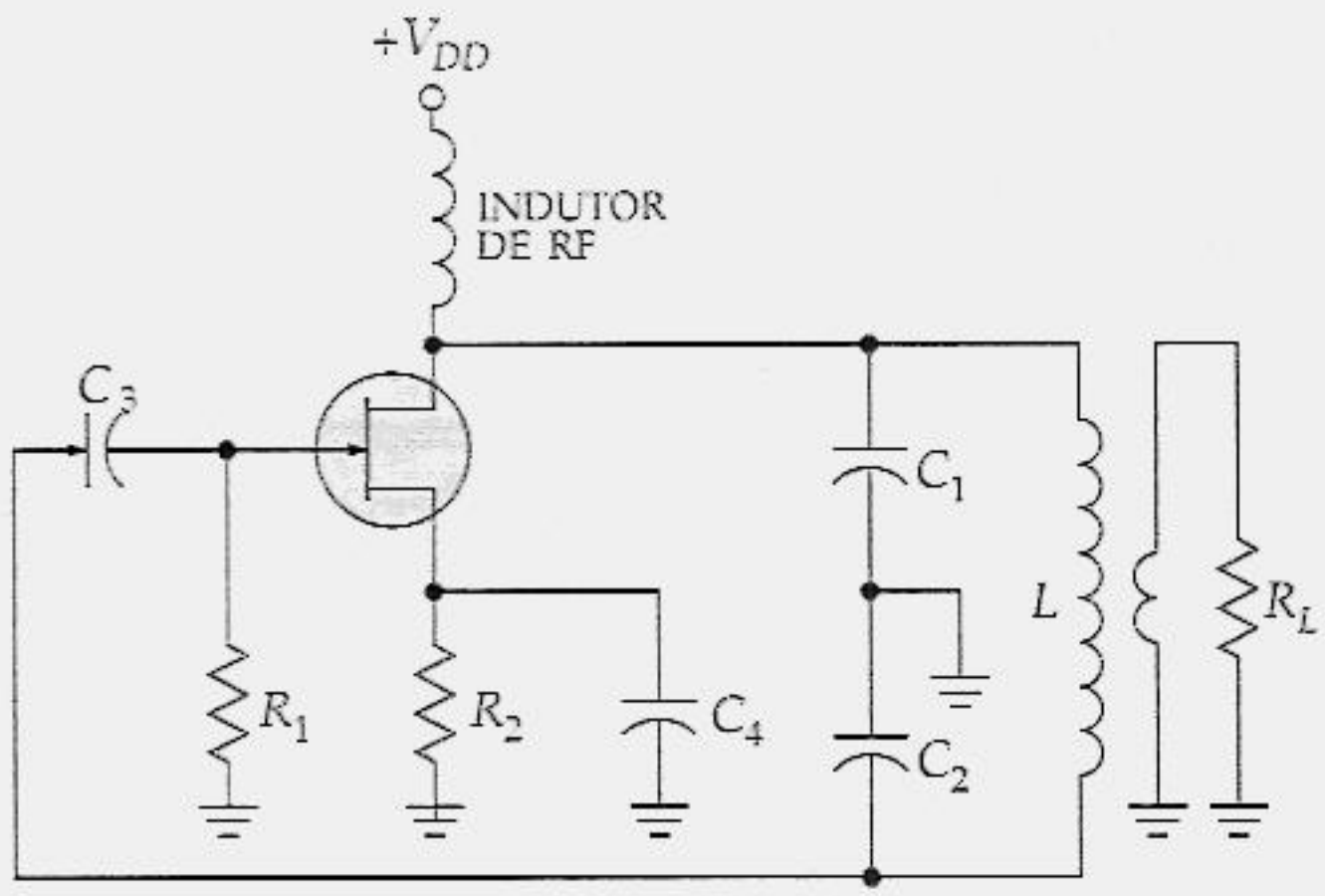


Figura 22.14 O oscilador JFET tem menos efeito de carga no circuito-tanque.

Exemplo 22.3

Qual a freqüência de oscilação na Figura 22.15? Qual a fração de realimentação? Qual o ganho de tensão que o circuito precisa para começar a oscilar?

Solução

A capacitância equivalente do circuito-tanque é igual ao produto das capacitâncias do circuito-tanque sobre a soma das mesmas:

$$C = \frac{(0{,}001\ \mu F)(0{,}01\ \mu F)}{0{,}001\ \mu F + 0{,}01\ \mu F} = 909\ pF$$

A indutância é 15 μH; portanto, a freqüência de oscilação é

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{15\ \mu H)(909\ pF)}} = 1{,}36\ MHz$$

A fração de realimentação é

$$B = \frac{0{,}001\ \mu F}{0{,}01\ \mu F} = 0{,}1$$

Para o oscilador entrar em operação, o ganho de tensão precisa ser

$$A > \frac{1}{0{,}1} = 10$$

em 1,36 MHz.

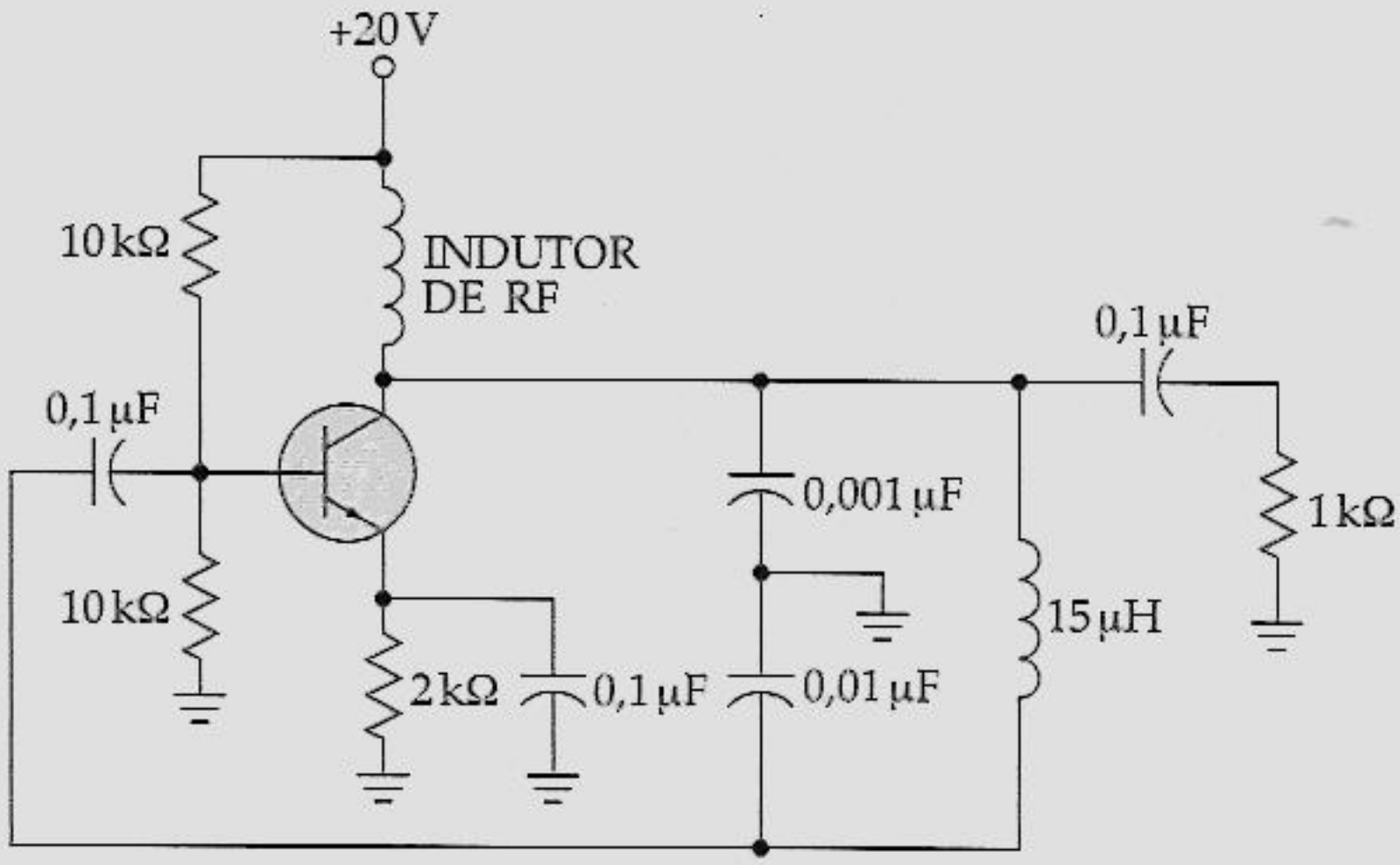


Figura 22.15 Exemplo.

22.5 OUTROS OSCILADORES *LC*

O oscilador Colpitts é o oscilador *LC* mais amplamente usado. O divisor de tensão capacitivo no circuito ressonante é uma forma conveniente de desenvolver a tensão de realimentação. Mas há outros tipos de osciladores que também são usados. Nesta seção, discutiremos os osciladores Armstrong, Hartley, Clapp e a cristal.

Oscilador Armstrong

A Figura 22.16*a* é um exemplo de um *oscilador Armstrong*. Neste circuito, o coletor alimenta um circuito-tanque *LC* ressonante. O sinal de realimentação é tomado de um pequeno enrolamento secundário e realimenta a base. Há um desvio de fase de 180° no transformador, o que significa que o desvio de fase ao longo do circuito é zero. Colocando de outra forma, a realimentação é positiva. Se ignorarmos o efeito de carga da base, a fração de realimentação é

$$B = \frac{M}{L} \tag{22.11}$$

onde M é a indutância mútua e L é a indutância do primário. Para que o oscilador Armstrong entre em operação, o ganho de tensão precisa ser maior do que $1/B$.

Um oscilador Armstrong utiliza um acoplamento por transformador para obter o sinal de realimentação. É dessa forma que você reconhece variações neste circuito básico. O enrolamento secundário é às vezes chamado *bobina de realimentação* porque realimenta o sinal que mantém as oscilações. A freqüência de ressonância é dada pela Equação (22.5), utilizando o L e o C dados na Figura 22.16*a*. Via de regra, você não vê o oscilador Armstrong sendo muito utilizado porque a maioria dos projetistas evita os transformadores sempre que possível.

Oscilador Hartley

A Figura 22.16*b* é um exemplo de um *oscilador Hartley*. Quando o circuito-tanque LC está em ressonância, a corrente de circulação flui através de L_1 em série com L_2. Portanto, o L equivalente a ser utilizado na Equação (22.5) é

$$L = L_1 + L_2 \tag{22.12}$$

Em um oscilador Hartley, a tensão de realimentação é desenvolvida pelo divisor de tensão indutivo, L_1 e L_2. Como a tensão de saída aparece através de L_1 e a tensão de realimentação através de L_2, a fração de realimentação é

$$B = \frac{v_f}{v_{\text{out}}} = \frac{X_{L_2}}{X_{L_1}}$$

ou

$$B = \frac{L_2}{L_1} \tag{22.13}$$

Como de costume, isto ignora os efeitos de carga da base. Para que as oscilações comecem, o ganho de tensão precisa ser maior do que $1/B$.

Freqüentemente um oscilador Hartley utiliza um indutor com uma derivação simples em vez de dois indutores separados. Uma outra variação manda o sinal de realimentação para o emissor em vez de para a base. Você pode ver também um FET sendo utilizado no lugar de um transistor bipolar. O sinal de saída pode ser acoplado capacitiva ou indutivamente.

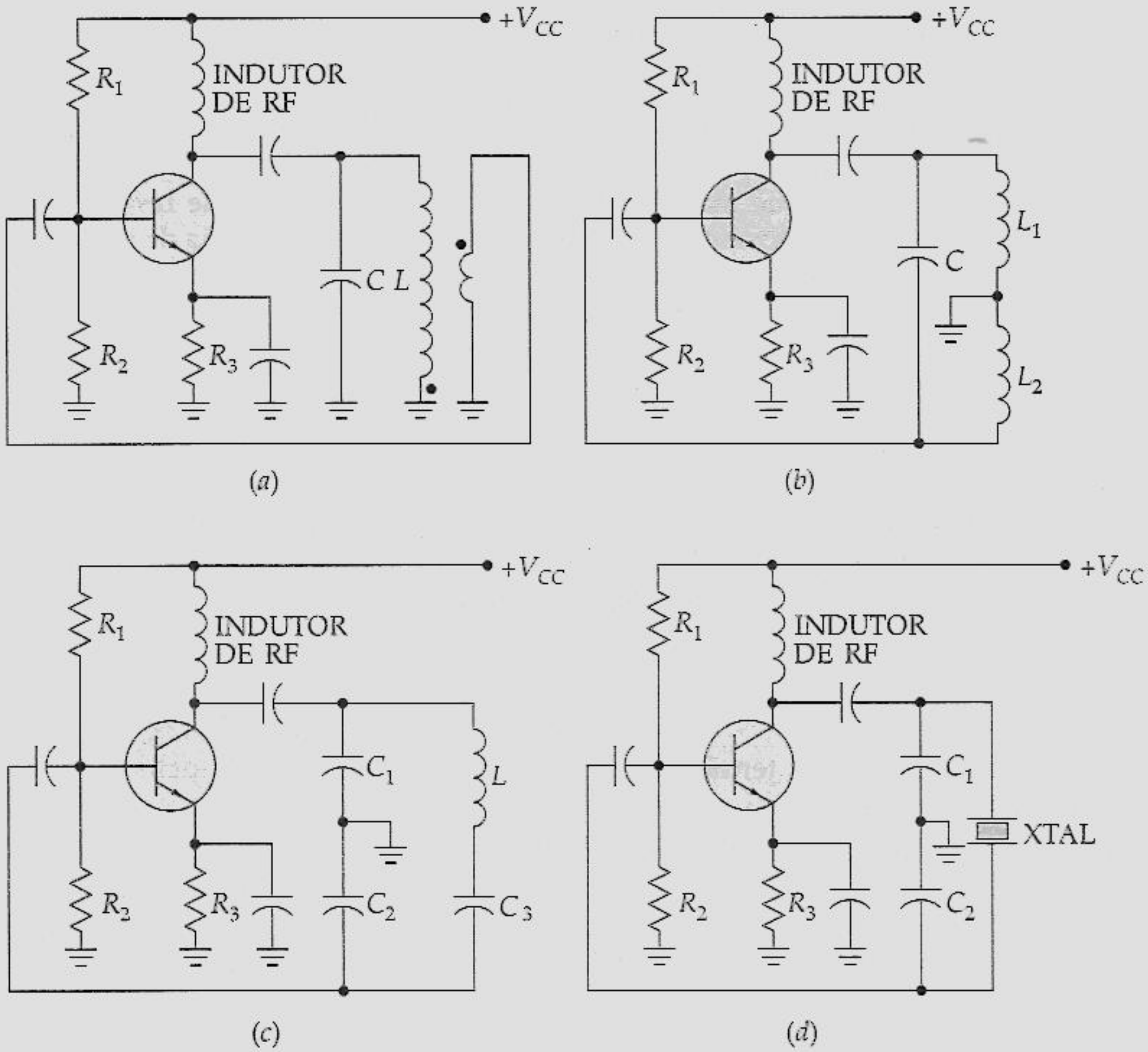


Figura 22.16 Osciladores: (*a*) Armstrong; (*b*) Hartley; (*c*) Clapp; (*d*) a cristal.

Oscilador Clapp

O *oscilador Clapp* da Figura 22.16*c* é uma sofisticação do oscilador Colpitts. O divisor de tensão capacitivo produz o sinal de realimentação como antes. Um capacitor adicional C_3 está em série com o indutor. Como a corrente de circulação do circuito-tanque flui através e C_1 ,C_2 e C_3 em série, a capacitância equivalente usada para calcular a freqüência de ressonância é

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} \tag{22.14}$$

Em um oscilador Clapp, C_3 é muito menor do que C_1 e C_2. Como conseqüência, C é aproximadamente igual a C_3 e a freqüência de ressonância é dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \tag{22.15}$$

Por que isto é importante? Porque C_1 e C_2 são colocados em paralelo pelas capacitâncias do transistor e pelas parasitas. Estas capacitâncias extras alteram ligeiramente os valores de C_1 e C_2. Num oscilador Colpitts, a freqüência ressonante depende até certo ponto das capacitâncias do transistor e das parasitas. Mas no oscilador Clapp, as capacitâncias do transistor e de dispersão não têm nenhum efeito sobre C_3, o que significa que a freqüência de oscilação é mais estável e mais precisa. É por isso que você ocasionalmente vê o oscilador Clapp sendo utilizado no lugar de um oscilador Colpitts.

Oscilador a Cristal

Quando forem importantes a precisão e a estabilidade da freqüência de oscilação, deve-se usar um oscilador a cristal. Na Figura 22.16*d*, o sinal da realimentação provém do terminal capacitivo. De acordo com o que será discutido na próxima seção, o cristal (abreviado por XTAL) se comporta como um indutor grande em série com um pequeno capacitor (semelhante ao Clapp). Por isso, a freqüência de ressonância praticamente não é afetada pelas capacitâncias do transistor e pelas parasitas.

Exemplo 22.4

Se colocarmos 50 pF em série com o indutor de 15 μH da Figura 22.15, o circuito torna-se um oscilador Clapp. Qual a freqüência de oscilação?

Solução

Com a Equação (22.14),

$$C = \frac{1}{1/0{,}001\ \mu F + 1/0{,}01\ \mu F + 1/50\ pF} = 50\ pF$$

A freqüência de oscilação aproximada é

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15\ \mu H)(50\ pF)}} = 5{,}81\ MHz$$

22.6 CRISTAIS DE QUARTZO

Alguns cristais na natureza apresentam o *efeito piezelétrico*; ao aplicar uma tensão *ca* através deles, eles vibram na freqüência da tensão aplicada. Inversamente, se você forçá-los a vibrar mecanicamente, eles geram uma tensão *ca*. As principais substâncias que produzem esse efeito piezelétrico são o quartzo, os sais de Rochelle e a turmalina.

Os sais de Rochelle têm a maior atividade piezelétrica; para uma dada tensão *ca*, eles vibram mais do que o quartzo e a turmalina. Mecanicamente, são os mais fracos. Eles se quebram facilmente. Os sais de Rochelle têm sido utilizados para fazer microfones, toca-discos, cabeçotes e alto-falantes. A turmalina mostra a menor atividade piezelétrica, mas é o 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 piezelétrica 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 22.17*a*). Para tirar dele um cristal utilizável, devemos retirar uma fatia retangular do cristal natural. A Figura 22.17*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.

Há várias formas diferentes de cortar um cristal natural; estes cortes têm denominações de corte *X*, corte *Y*, corte *XY* e corte *AT*. No nosso caso, tudo o que devemos saber é que cortes diferentes têm propriedades piezelétricas diferentes. Os catálogos dos fabricantes geralmente são a melhor fonte de informação sobre os diferentes cortes e as respectivas propriedades.

Para ser utilizada em circuitos eletrônicos, a fatia precisa ser montada entre duas placas metálicas, como mostra a Figura 22.17*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.

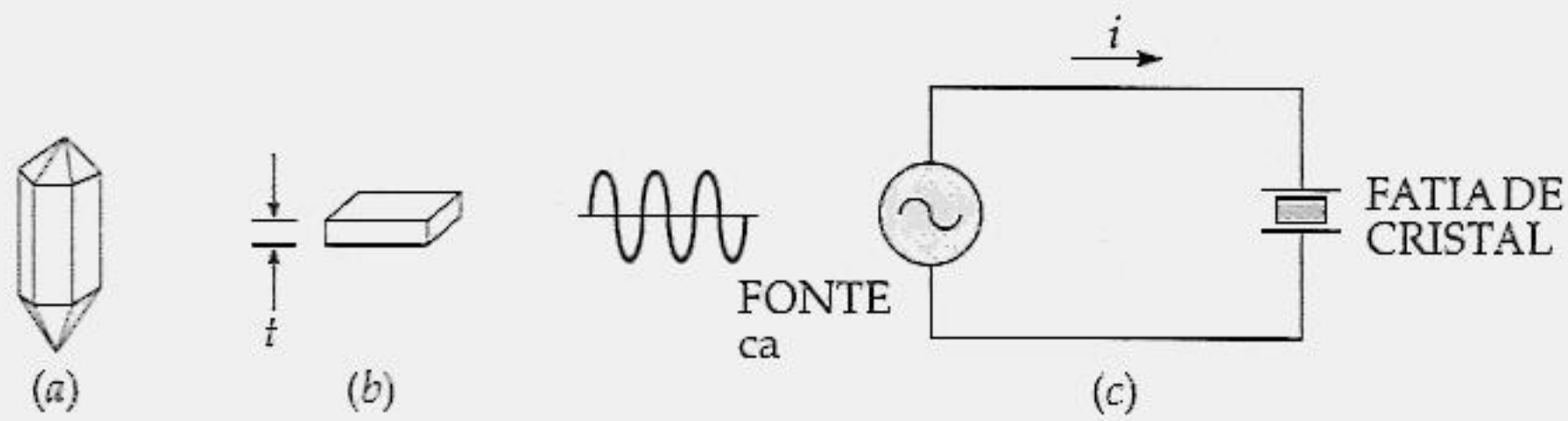


Figura 22.17 (*a*) Cristal de quartzo natural; (*b*) fatia; (*c*) a corrente de entrada atinge um máximo na ressonância do cristal.

As Freqüências Fundamental e Sobretons

Na maioria das vezes, o cristal é cortado e montado de modo a 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. Como exemplo, um cristal com uma 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

$$f = \frac{K}{t} \tag{22.16}$$

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 esta 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 a vibrar nos sobretons; desta forma, pode-se atingir freqüências de até 100 MHz. Ocasionalmente, é usada a turmalina, que é mais cara, porém mais forte, em freqüências mais altas.

Circuito Equivalente *ca*

Com o que se assemelha o cristal no que diz respeito à fonte *ca*? Quando o cristal montado da Figura 22.18*a* não está vibrando, ele é equivalente a uma capacitância C_m porque ele possui duas placas metálicas separadas por um dielétrico. C_m é conhecido como a *capacitância da montagem*.

Quando o cristal está vibrando, ele se comporta como um circuito sintonizado. A Figura 22.18*b* mostra o circuito *ca* equivalente de um cristal vibrando na sua freqüência fundamental ou próximo dela. Valores típicos são L, em henrys, C_s, em fração de um picofarad, R, em centenas de ohms, e C_m, em picofarads. Como exemplo, aqui estão os valores para um cristal disponível. $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ e $C_m = 10$ pF. Entre outras coisas, o corte, a espessura e a montagem da fatia afetam estes valores.

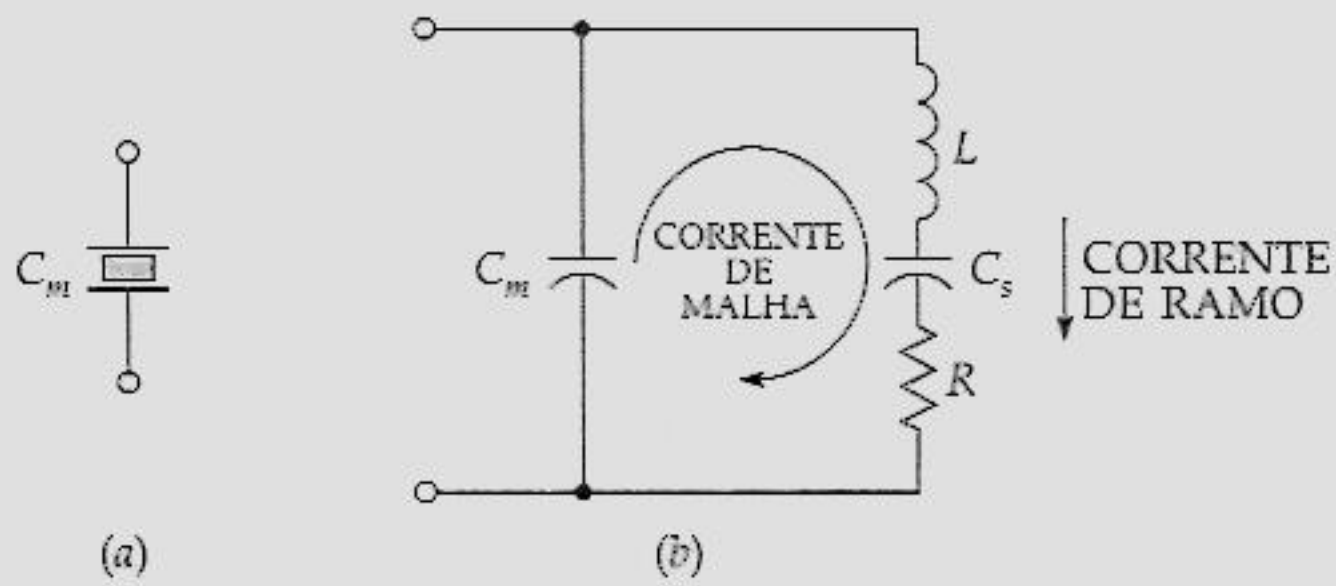


Figura 22.18 (*a*) Capacitância da montagem; (*b*) circuito equivalente *ca* do cristal em vibração.

Os cristais possuem valores de Q inacreditavelmente altos. Para os valores de $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ e $C_m = 10$ pF, podemos calcular um Q de acima de 3.000. Os Q's dos cristais podem facilmente estar acima de 10.000. Os valores de Q extremamente altos de um cristal determinam valores de freqüência bastante estáveis nos osciladores. Você pode notar isso quando observar a equação precisa dada anteriormente:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{1 + Q^2}}$$

Quando o Q se aproxima do infinito, como acontece em um cristal, a freqüência de ressonância se aproxima do valor ideal determinado por L e C, que são precisamente determinados em um cristal. Por comparação, no circuito-tanque LC comum, os valores de L e C têm tolerâncias grandes, o que justifica o fato de sua freqüência não ser controlada com precisão como em um oscilador a cristal.

Ressonância em Série e em Paralelo

Além do Q, L, C_s, R e C_m do cristal, há mais duas características a serem conhecidas. *A freqüência de ressonância em série* f_s de um cristal é a freqüência ressonante do ramo LCR na Figura 22.18*b*. Nessa freqüência a corrente do ramo atinge um valor máximo porque L ressoa com C_s. A fórmula para esta freqüência ressonante é

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \tag{22.17}$$

A *freqüência de ressonância em paralelo* f_p do cristal é a freqüência para a qual a corrente de malha ou de circulação da Figura 22.18*b* atinge um valor máximo. Como esta corrente de malha deve fluir através da associação em série de C_s e C_m, o C_{loop} (capacitância da malha) equivalente é

$$C_{loop} = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s} \tag{22.18}$$

e a freqüência de ressonância em paralelo é

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{loop}}} \tag{22.19}$$

Duas capacitâncias em série sempre produzem uma capacitância menor do que as capacitâncias individuais. Portanto, C_{loop} é menor do que C_s, e f_p é maior do que f_s.

Em qualquer cristal, C_s é muito menor do que C_m. Por exemplo, com os valores dados anteriormente, C_s era de 0,05 pF e C_m era de 10 pF. Por isso, a Equação (22.18) dá um valor de C_{loop} apenas ligeiramente menor do que C_s. Por sua vez, isto significa que f_p é apenas ligeiramente maior do que f_s. Quando você usar um cristal num circuito *ca* equivalente, como o da Figura 22.19, as capacitâncias adicionais do circuito aparecem em paralelo com C_m. Por isso, a freqüência de oscilação deverá estar entre f_s e f_p. Esta é a vantagem de conhecer os valores de f_s e f_p; elas fixam limites inferior e superior para a freqüência do oscilador a cristal. (Veja o Exemplo 22.5).

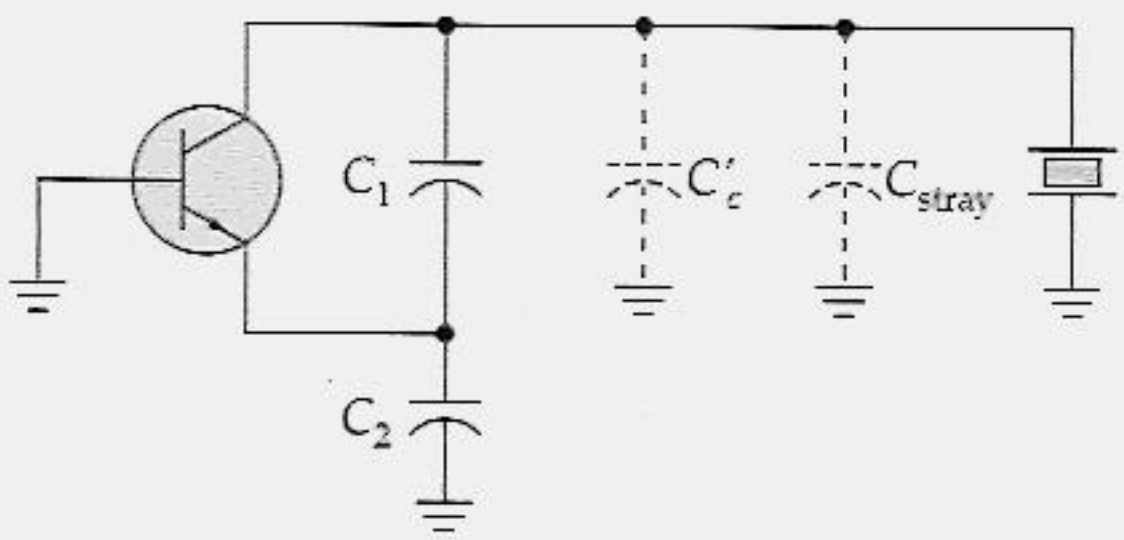


Figura 22.19 As capacitâncias parasitas do circuito estão em paralelo com a capacitância da montagem.

Estabilidade do Cristal

A freqüência de um oscilador tende a variar ligeiramente com o tempo; essa *deriva* é produzida pela temperatura, pelo envelhecimento e por outras causas. Num oscilador a cristal, a deriva de freqüência com o tempo é muito pequena, essencialmente menor do que 1 parte em 10^6 (0,0001%) por dia. Uma estabilidade como esta é importante nos relógios eletrônicos de pulso, pois eles empregam osciladores de quartzo como os componentes básicos de tempo.

Utilizando osciladores a cristal em câmaras térmicas de precisão, com temperaturas controladas, foram construídos osciladores a cristal que possuem uma deriva de freqüência de menos de 1 parte em 10^{10} por dia. Uma estabilidade como esta é necessária em padrões de tempo e de freqüência. Para lhe dar uma idéia do que significa uma precisão de 1 parte em 10^{10}, um relógio com esse desvio levaria 300 anos para adiantar ou atrasar 1 segundo.

Osciladores a Cristal

De uma forma resumida, apresentamos aqui alguns projetos diferentes para um oscilador a cristal. A Figura 22.20*a* mostra um oscilador a cristal Colpitts. O divisor de tensão capacitivo produz uma tensão de realimentação para a base do transistor. O cristal se comporta como um indutor que entra em ressonância com C_1 e C_2. A freqüência de oscilação situa-se entre os valores de ressonância em série e paralelo. A Figura 22.20*b* é uma variação do oscilador a cristal Colpitts. O sinal de realimentação é aplicado no emissor, em vez de na base. Essa variação permite que o circuito funcione em freqüências de ressonância maiores. A Figura 22.20*c* é um oscilador FET Clapp com o objetivo de melhorar a estabilidade da freqüência reduzindo o efeito das capacitâncias parasitas. A Figura 22.20*d* é um circuito chamado de *oscilador a cristal Pierce,* cuja principal vantagem é a sua simplicidade.

Exemplo 22.5

Um cristal tem os seguintes valores: $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ e $C_m = 10$ pF. Calcule o f_s e o f_p do cristal.

Solução

Com a Equação (22.17),

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\ \text{H})(0{,}05\ \text{pF})}} = 411\ \text{kHz}$$

Com a Equação (22.18),

$$C_{loop} = \frac{(10\ \text{pF})(0{,}05\ \text{pF})}{10\ \text{pF} + 0{,}05\ \text{pF}} = 0{,}0498\ \text{pF}$$

Com a Equação (20.19),

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\ \text{H})(0{,}0498\ \text{pF})}} = 412\ \text{kHz}$$

Se o cristal for utilizado em qualquer oscilador, a freqüência de oscilação estará, garantidamente, entre 411 e 412 kHz.

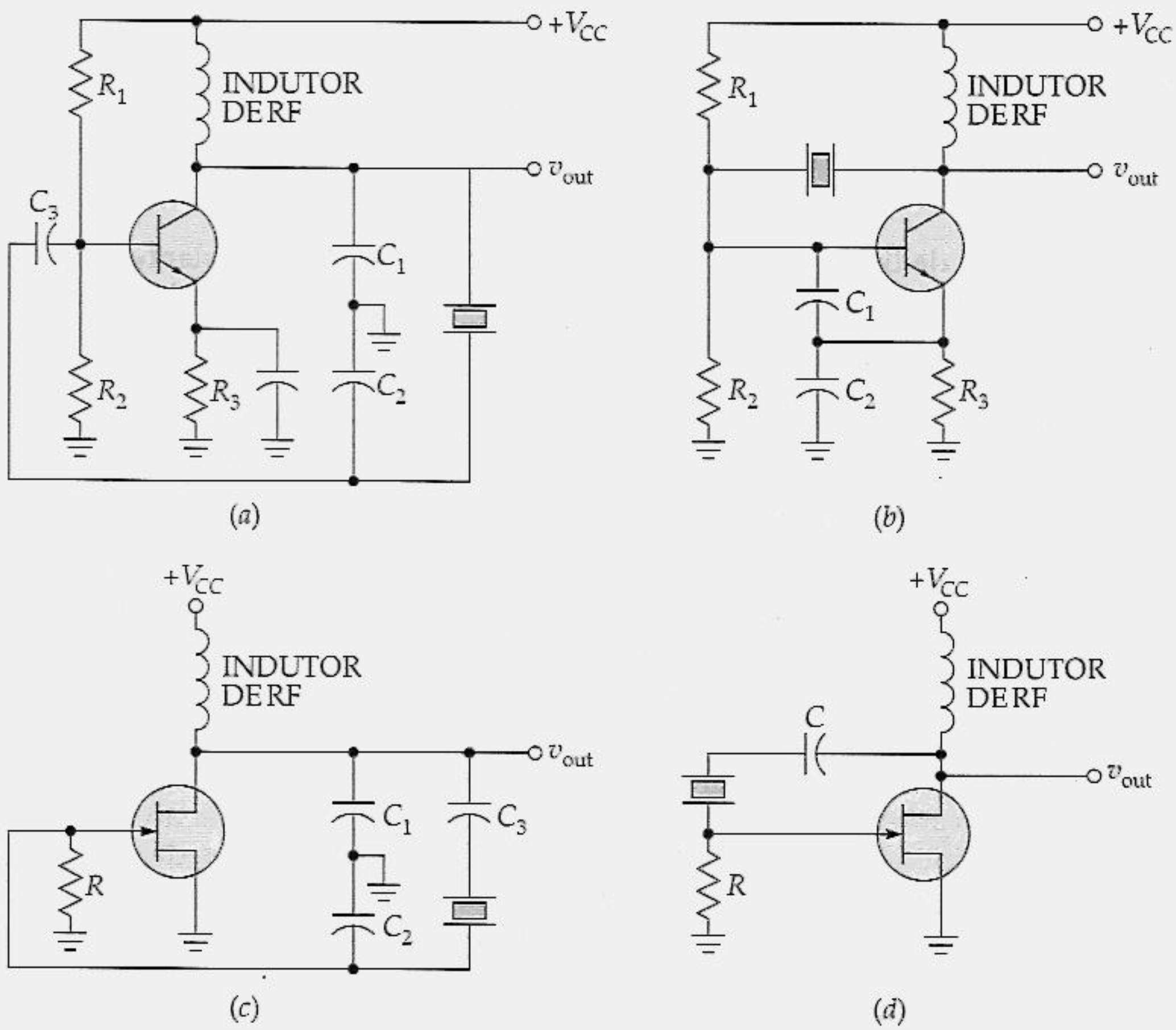


Figura 22.20 Osciladores a cristal: (*a*) Colpitts; (*b*) uma variação do Colpitts; (*c*) Clapp; (*d*) Pierce.

22.7 OSCILAÇÕES INDESEJADAS

Os osciladores podem causar frustrações. Às vezes você tenta construir um oscilador e acaba com um amplificador porque o ganho do circuito é menor do que 1 na freqüência de oscilação desejada. Depois de alguns acertos, você finalmente consegue fazer o circuito oscilar. Por outro lado, quando você estiver tentando construir um amplificador, muitas vezes você terá um circuito que oscila. Os dois resultados indesejados são experiências comuns para técnicos e engenheiros praticantes.

Oscilações em Baixa Freqüência

Olhe para a Figura 22.21*a*. Não há percurso de realimentação da saída para a entrada; portanto o circuito não poderá oscilar. Certo? Errado! Há percursos sutis de realimentação que podem fazer qualquer amplificador de alto ganho produzir oscilações indesejadas.

O som de baixa freqüência produzido na saída do alto-falante ligado a um amplificador, como o da Figura 22.21*a*, é semelhante ao som produzido pelo motor de um barco. Este som representa oscilações de freqüência muito baixa, da ordem de alguns hertz. Existe um percurso de realimentação devido à fonte de alimentação. Idealmente, a fonte de alimentação se comporta como um curto-circuito *ca* perfeito para o terra. Mas numa segunda aproximação, a fonte de alimentação é uma fonte de tensão ideal em série com uma resistência Thévenin, como mostra a Figura 22.21*b*. Essa resistência equivalente pode ser extremamente pequena, mas não zero. Devido à resistência Thévenin, a linha de alimentação não é absolutamente um terra *ca*. Em outras palavras, uma parte da tensão de saída amplificada no estágio final aparece sobre R_{TH} (veja a Figura 22.21*c*). Essa pequena tensão *ca* de realimentação alimenta o divisor de tensão formado por R_1 e R_2. Por sua vez, a tensão *ca* sobre R_2 aparece na base do primeiro transistor.

A freqüência da oscilação é determinada pelos circuitos de avanço no amplificador e pela reatância da fonte de alimentação. Numa freqüência abaixo da banda média do amplificador, o desvio de fase produzido pelos circuitos de avanço e pela reatância da fonte é exatamente de 0°. Se o ganho AB do circuito for maior do que 1 nessa freqüência, o som de saída será semelhante ao de um motor de barco, que é bem diferente de um som normal.

Qual o remédio para evitar esse barulho? Algumas pessoas tentam acrescentar um capacitor de derivação para a linha da fonte de alimentação. A idéia é reduzir a impedância Thévenin para um valor menor. Porém, essa ação geralmente não funciona. A melhor solução é utilizar uma fonte de alimentação com uma resistência Thévenin extremamente pequena. Assim a tensão de realimentação será muito peque-

na para permitir oscilações. Especificamente, se você obtiver na saída um som similar ao do motor de um barco, utilize uma fonte de alimentação regulada. Esse tipo de fonte possui uma impedância interna abaixo de 0,1 Ω, algumas vezes tão pequena quanto 0,0005 Ω. O Capítulo 23 possui mais informações sobre fontes reguladas.

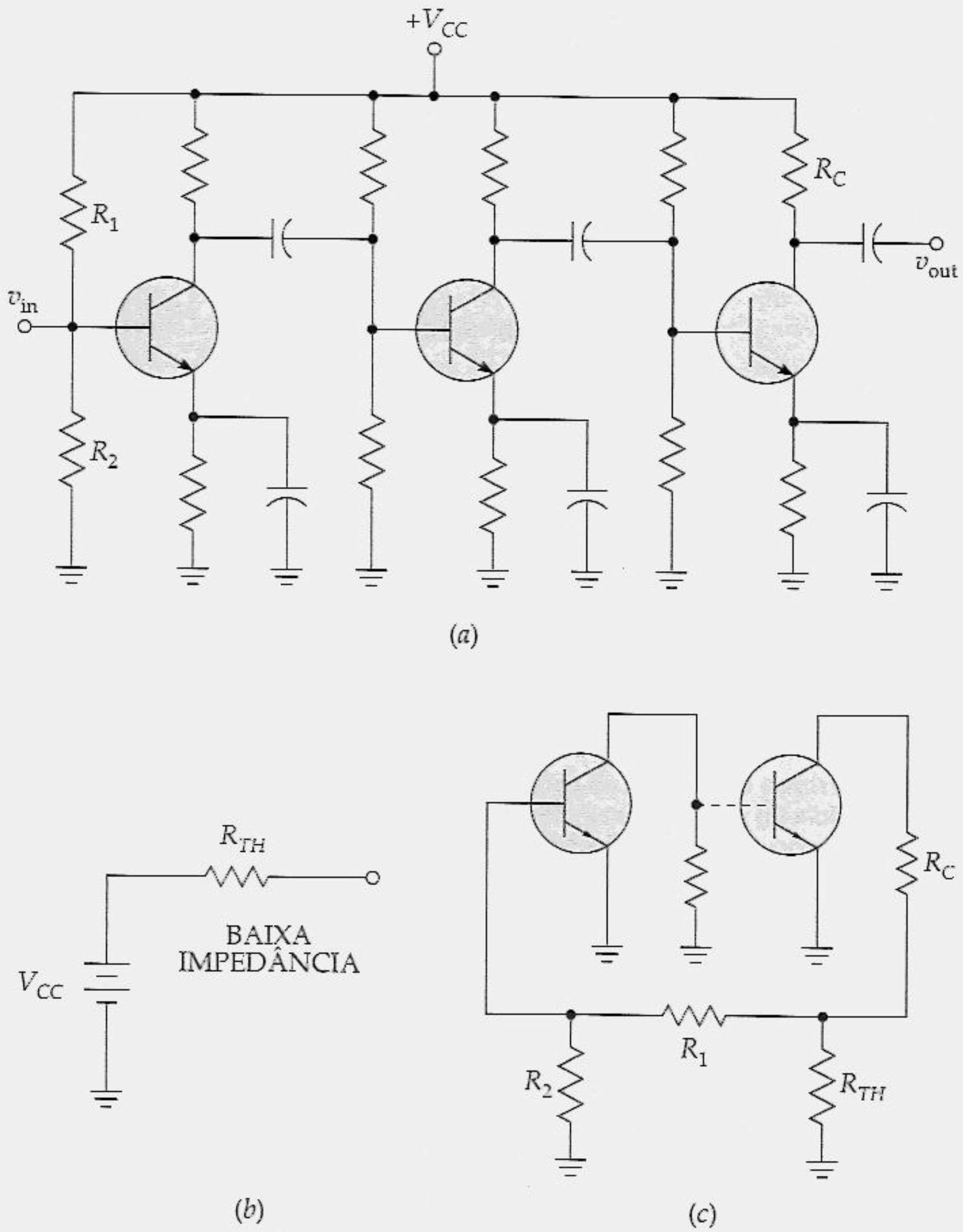


Figura 22.21 (*a*) Estágios em cascata; (*b*) a fonte de alimentação tem baixa impedância; (*c*) a corrente realimenta através da impedância da fonte de alimentação.

Realimentação Indesejada

Você pode obter oscilações indesejadas acima da banda média do amplificador. Em altas freqüências, a capacitância parasita entre o primeiro e o último estágios pode acoplar uma tensão de realimentação suficientemente grande para produzir oscilações. A Figura 22.22*a* ilustra esta idéia. A saída no terminal do coletor se comporta como uma placa de um capacitor e o terminal de entrada da base se comporta como a outra placa. Embora essa capacitância de realimentação seja muito pequena, ela pode facilmente realimentar um sinal súficiente para produzir oscilações em freqüências suficientemente altas.

Esse acontecimento é comum. Afinal de contas, um amplificador de quatro estágios tem um ganho de tensão imenso. Se cada estágio possuir um ganho de tensão de 100, o ganho de tensão total será

$$A = 100^4 = 10^8 = 100.000.000$$

Se a capacitância entre a saída, terminal do coletor, e a entrada, terminal da base, for de 0,01 pF, a reatância a 15,9 MHz será

$$X_C = \frac{1}{2\pi(15{,}9\ \text{MHz})(0{,}01\ \text{pF})} = 1\ \text{M}\Omega$$

Se a impedância de entrada do primeiro estágio for de 1 kΩ, a fração da realimentação será de

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{M}\Omega} = 0{,}001$$

Portanto, o ganho do circuito a 15,9 MHz será

$$AB = 100.000.000(0{,}001) = 100.000$$

Podemos também mostrar que *AB* é maior do que 1 para várias outras freqüências e capacitâncias de realimentação.

A questão é a seguinte: numa freqüência alta, o deslocamento de fase pode ser de 0° e o ganho do circuito pode ser maior do que 1. Como resultado, o amplificador de quatro estágios entra em oscilações. A freqüência exata em que isso acontece depende da distância entre os estágios, do comprimento dos fios etc. Mas uma coisa é certa: o amplificador encontrará automaticamente uma ou mais freqüências nas quais oscilará. Se duvidar, tente construir um amplificador de quatro estágios e observar a sua saída em um osciloscópio.

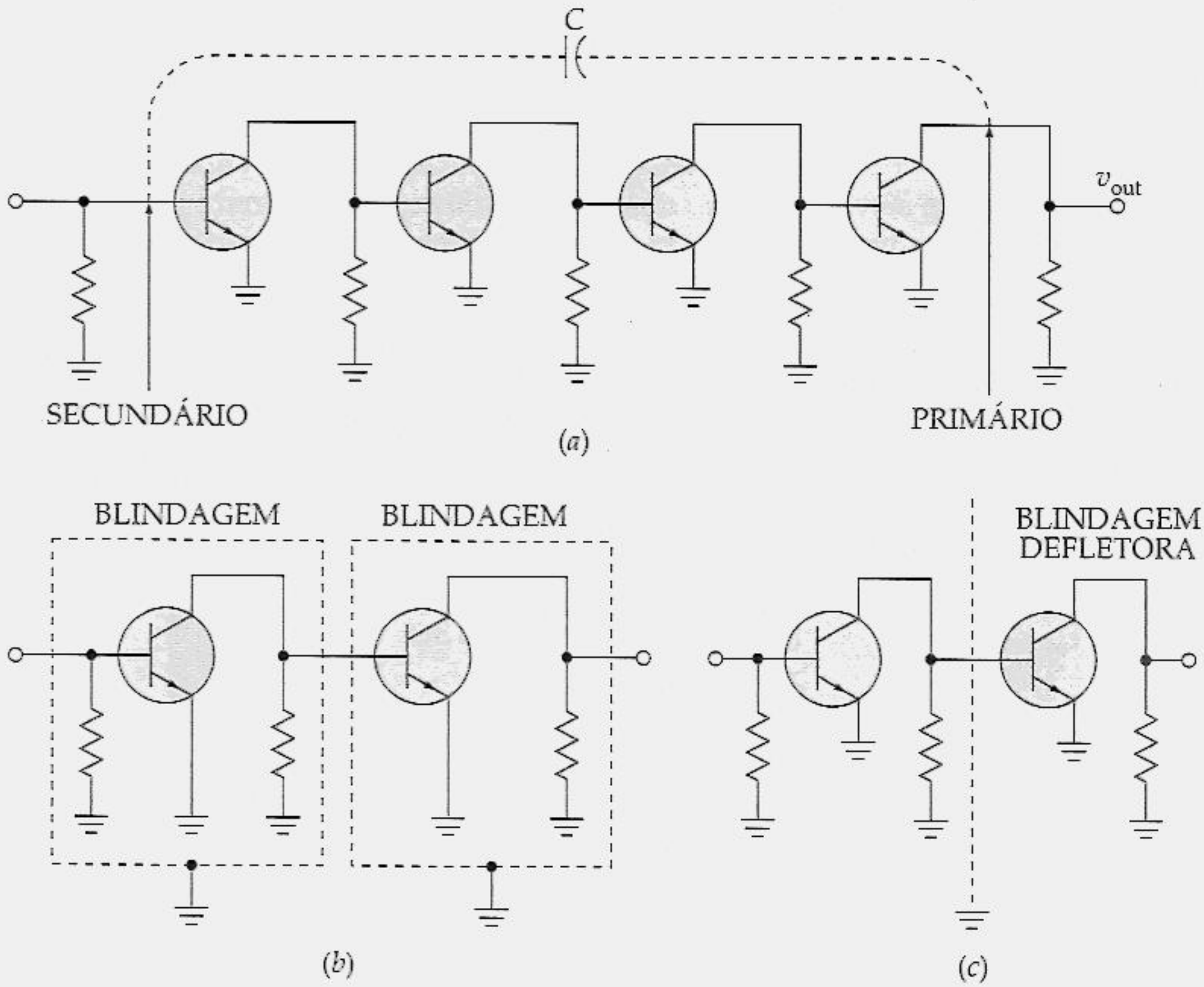


Figura 22.22 (*a*) Acoplamento capacitivo e magnético da saída para a entrada; (*b*) as blindagens englobam cada estágio e impedem as oscilações; (*c*) a blindagem defletora evita o acoplamento capacitivo.

O acoplamento magnético entre o último e o primeiro estágios também é possível. O fio de saída chamado "primário" na Figura 20.22*a* pode se comportar como um enrolamento primário de um transformador. O fio de entrada denominado "secundário" pode se comportar como o enrolamento secundário. Como resultado, a corrente alternada no primário pode induzir uma tensão no secundário. Se o sinal de realimentação for suficientemente forte e a fase correta, obteremos as oscilações devido à realimentação magnética.

Qual o remédio para as realimentações magnética e capacitiva indesejadas? Uma aproximação consiste em aumentar a *distância* entre os estágios; isto diminui os dois tipos de acoplamento. Se esta solução não for viável, você poderá encerrar cada estágio numa *blindagem* ou num recipiente metálico (veja a Figura 22.22*b*). Uma blindagem como esta é comum em muitas aplicações de alta freqüência, pois ela bloqueia os

campos elétrico e magnético da alta freqüência. Se somente o acoplamento capacitivo for o problema, as oscilações de alta freqüência poderão ser eliminadas colocando-se uma *blindagem defletora* (uma placa metálica) entre os estágios (Figura 22.22*c*).

Malhas de Terra

Uma outra causa sutil das oscilações de alta freqüência é uma *malha de terra*, uma diferença de potencial entre dois pontos do terra. Na Figura 22.22*a*, todos os terras *ca* estão idealmente no mesmo potencial. Mas, na verdade, o chassi ou qualquer outra coisa que sirva de terra tem alguma impedância não nula que aumenta com a freqüência. Portanto, se acontecer de as correntes de terra *ca* fluírem do último estágio através de parte do chassi que estiver sendo usado por um outro estágio anterior, poderemos obter realimentação positiva indesejada suficiente para causar as oscilações.

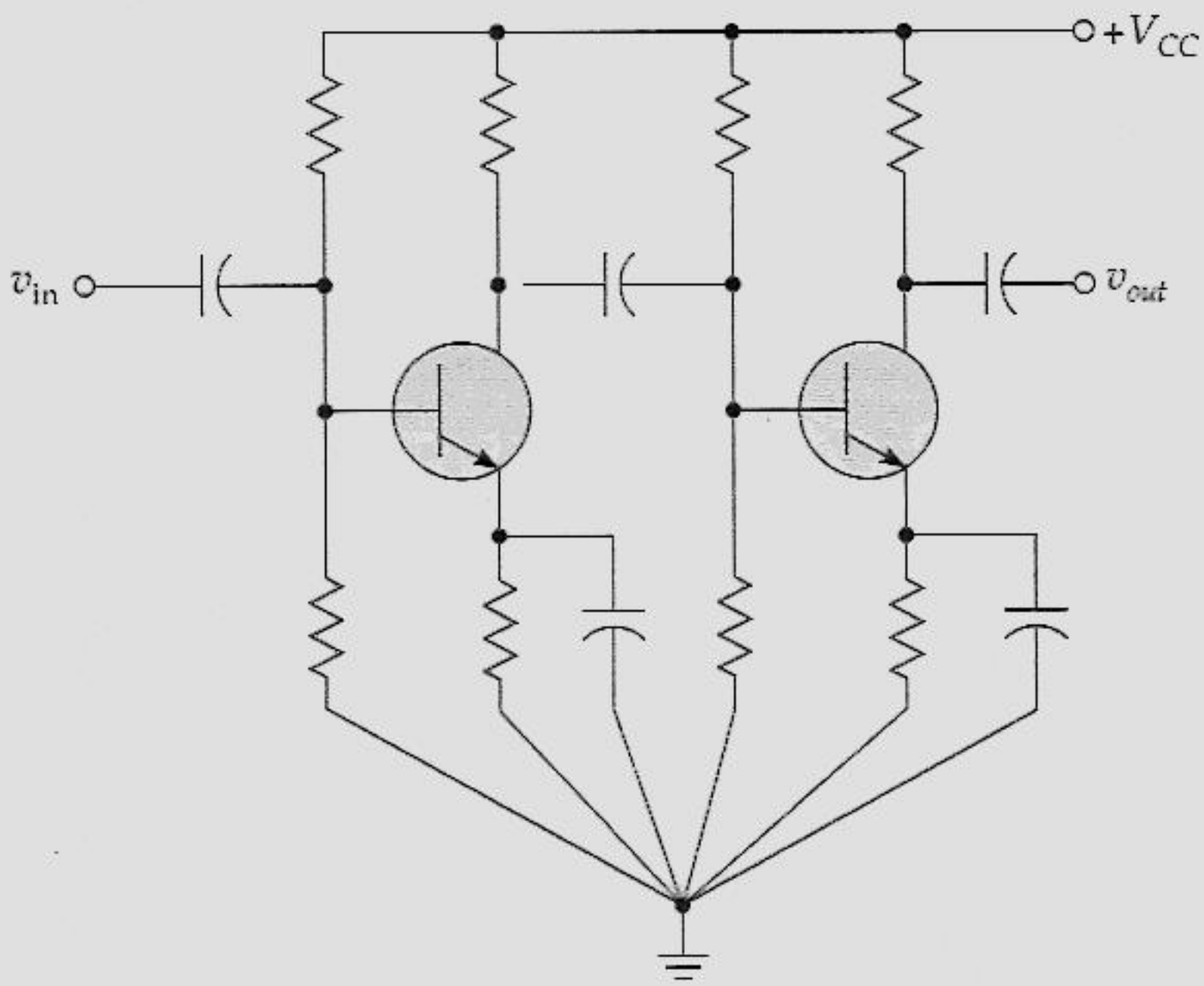


Figura 22.23 Um único ponto de terra evita a formação de malhas de terra.

A solução para um problema de malha de terra está em uma disposição adequada dos estágios para evitar que correntes de terra *ca* dos últimos estágios fluam através dos circuitos de terra de estágios anteriores. Uma forma de conseguir isto é usando um *único* ponto de terra, como mostra a Figura 22.23. Se isto for feito, não pode haver diferença de potencial entre dois pontos do terra porque só há um ponto de terra.

Desacoplamento da Alimentação

Observe a indutância do condutor entre a fonte de alimentação e o circuito (veja a Figura 22.24). Um cabo condutor longo apresenta indutância suficiente para produzir uma corrente de realimentação em altas freqüências. Ainda que a fonte de alimentação seja regulada e tenha uma resistência Thévenin muito pequena, a reatância indutiva de um fio longo produz uma tensão *ca* que é realimentada para estágios anteriores. A solução é acrescentar um capacitor de *desvio* ou *desacoplamento* através do circuito, como mostra a Figura 22.24. O desacoplamento de fonte de alimentação é quase sempre essencial nos CIs. Dependendo do CI, pode ser necessária a utilização de capacitores de passagem de cerca de 0,1 a mais de 1 μF para evitar as oscilações. Os capacitores de passagem devem estar localizados o mais próximo possível do CI.

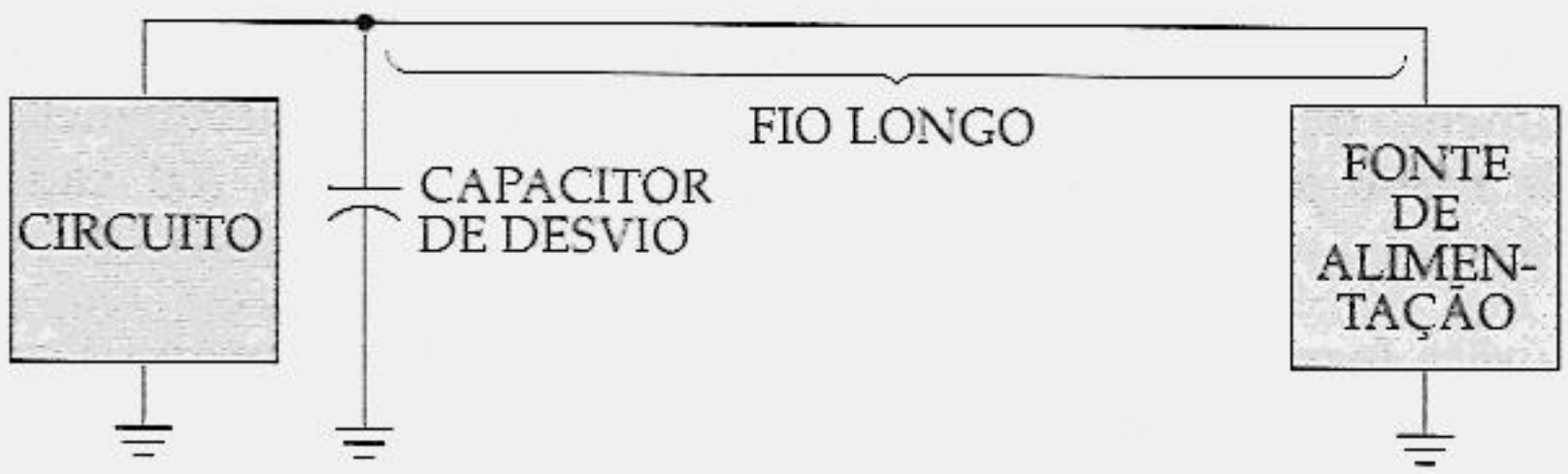


Figura 22.24 O capacitor de desvio evita a corrente de realimentação provocada por um fio longo.

Oscilações Parasitas

As pequenas capacitâncias dos transistores e as indutâncias dos condutores distribuídos pelo circuito todo podem formar um oscilador de Colpitts ou de Hartley aleatórios. As oscilações resultantes são chamadas oscilações *parasitas*. Geralmente, estas oscilações ocorrem em freqüência muito alta e têm uma amplitude pequena pelo fato de a alimentação ser leve. As oscilações parasitas tendem a fazer os circuitos se comportarem erraticamente; os osciladores produzem mais de uma freqüência, os amps op têm uma compensação excessiva, as fontes de alimentação apresentam uma ondulação inexplicada, os amplificadores produzem sinais distorcidos e as telas de vídeo contêm chuvisco. Um velho truque na verificação de defeitos consiste em tocar as partes de baixa tensão do circuito suspeitas de conter oscilações parasitas. Se o problema se esclarecer, você quase que certamente tem oscilações parasitas.

Qual o remédio? Bem, você pode deixar o seu dedo permanentemente mergulhado no circuito. Ou você pode reduzir a realimentação para as oscilações parasitas. Uma forma de se fazer isto consiste em acrescentar pequenos resistores nos condutores da base dos transistores. Uma outra aproximação que tem sido usada é depositar uma

gota de *ferrite* sobre cada condutor da base. Em qualquer dos casos, a fração de realimentação é reduzida ou o desvio de fase varia o suficiente para acabar com as oscilações parasitas.

Amplificadores com Realimentação Negativa

A Figura 20.25*a* mostra um amplificador de realimentação negativa com três estágios. Na banda média do amplificador interno, o desvio de fase é de 180° porque há um número ímpar de estágios inversores; portanto o desvio de fase ao longo do circuito todo é de 180° e a realimentação é negativa. Mas fora da banda média as redes de atraso internas dos estágios produzem desvios de fase adicionais. Por isso, em alguma freqüência mais alta o desvio de fase ao longo do circuito todo é de 0°, e a realimentação torna-se positiva. Em outras palavras, a Figura 20.25*a* se comporta como um oscilador com deslocamento de fase usando redes de atraso. Em alguma freqüência mais alta, as três redes de atraso podem produzir um desvio de fase de 180° (60° cada, se as redes forem idênticas).

A única forma de evitar as oscilações fora da banda média é certificar-se de que o ganho do circuito *AB* seja menor do que a unidade quando o desvio de fase chega a 0°. O método mais amplamente usado e mais seguro é o seguinte: faça uma das redes de atraso suficientemente dominante para produzir uma taxa de inclinação de 20 dB até o ganho do circuito cruzar o eixo de 0 dB. Uma produção de 20 dB no cruzamento horizontal implica que somente uma rede de atraso está operando além da sua freqüência de corte; todas as outras ainda funcionam abaixo do corte. Isto significa que o desvio de fase do circuito é de aproximadamente 270° em f_{unity}, o que impossibilita a presença de oscilações.

A Figura 20.25*b* ilustra a idéia de uma rede de atraso dominante. Na banda média o ganho é alto e o desvio de fase é de 180°. Um dos estágios tem uma rede de atraso dominante, de modo que o ganho encurva numa freqüência baixa e desenvolve uma taxa de inclinação de 20 dB por década. Uma década acima desta freqüência, o desvio de fase é de 270°. São necessários aproximadamente 270° até o ganho cruzar o eixo horizontal em f_{unity}. Além desse ponto, é impossível haver oscilações porque o ganho do circuito é menor do que a unidade.

Com amps op monolíticos, a rede de atraso dominante é geralmente integrada numa pastilha e fornece automaticamente uma inclinação de 20 dB por década até f_{unity} ser alcançada. Por exemplo, o 741C utiliza um capacitor de compensação de 30 pF que faz parte de uma rede de atraso de Miller; o ganho encurva em 10 Hz e se desenvolve a uma taxa de 20 dB por década até que uma f_{unity} de 1 MHz seja atingida.

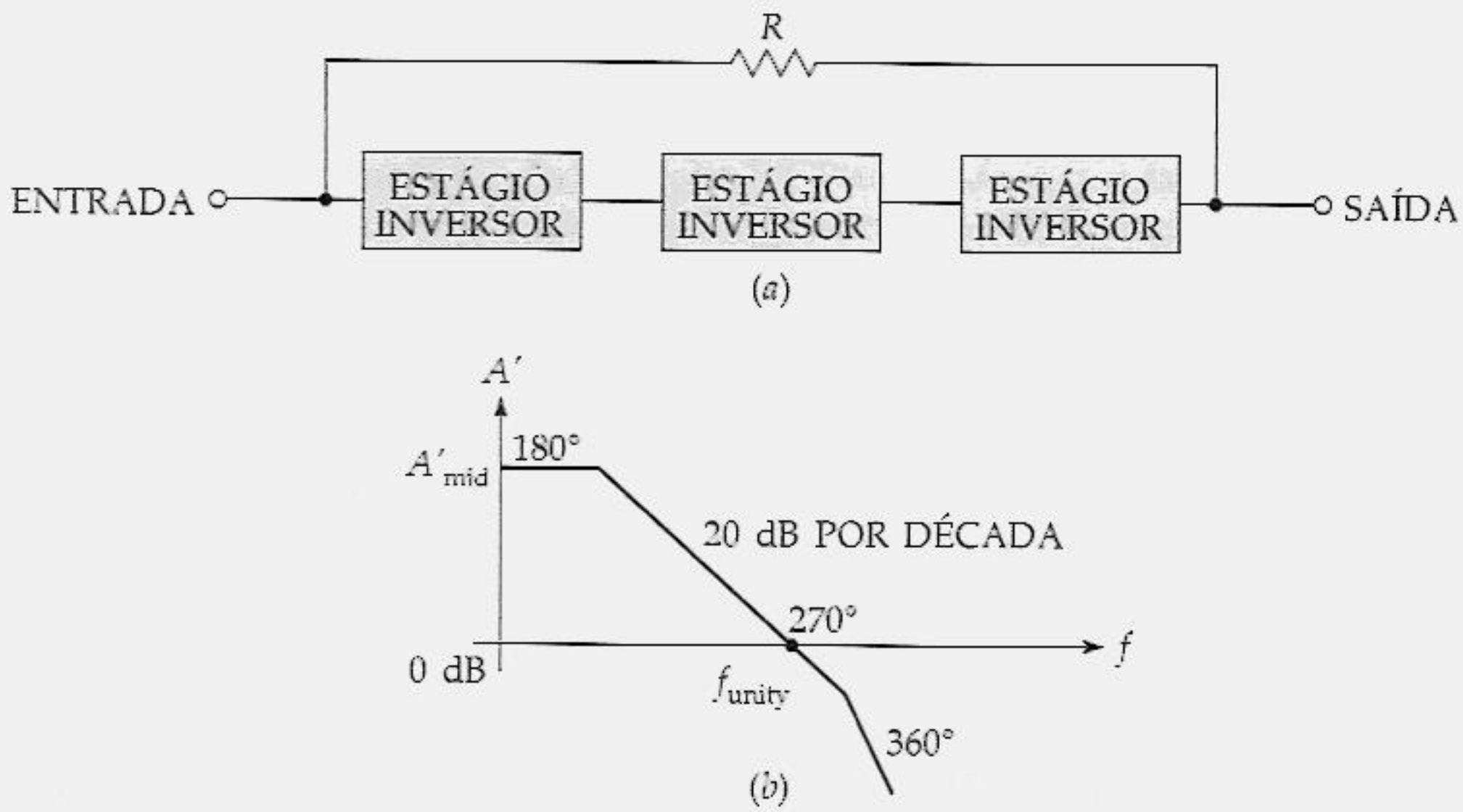


Figura 22.25 (*a*) Realimentação através de três estágios inversores; (*b*) uma rede de atraso dominante evita as oscilações.

Com amps op compensados como o 709, você precisa acrescentar resistores e capacitores externos para obter essa taxa de 20 dB por década; a folha de dados do fabricante lhe informa as dimensões de R e C a serem usadas.

TÓPICOS OPCIONAIS

22.8 OUTRAS FORMAS DE REDUZIR *AB* À UNIDADE

O uso de uma lâmpada incandescente de baixa potência é o método padrão de redução de AB à unidade em um oscilador com ponte de Wien. Há alternativas para o uso de uma lâmpada incandescente. A Figura 22.26*a* mostra um oscilador com ponte de Wien que se baseia em diodos para limitar a amplitude do sinal de saída. Ao se ligar o circuito, os diodos estão em corte e a fração de realimentação é menor do que $1/3$, pois a razão R_1/R_2 é maior do que 2. Isto permite que o sinal de saída aumente.

Depois que o nível de saída desejado é alcançado, os diodos entram em condução em semiciclos alternados. Isto coloca R_3 em paralelo com R_1 e aumenta a fração de realimentação para $1/3$. Então, a tensão de saída se estabiliza. Às vezes são utilizados LEDs em vez de diodos comuns. Esta é uma estratégia inteligente, pois os LEDs acendem apenas no momento em que o circuito estiver oscilando.

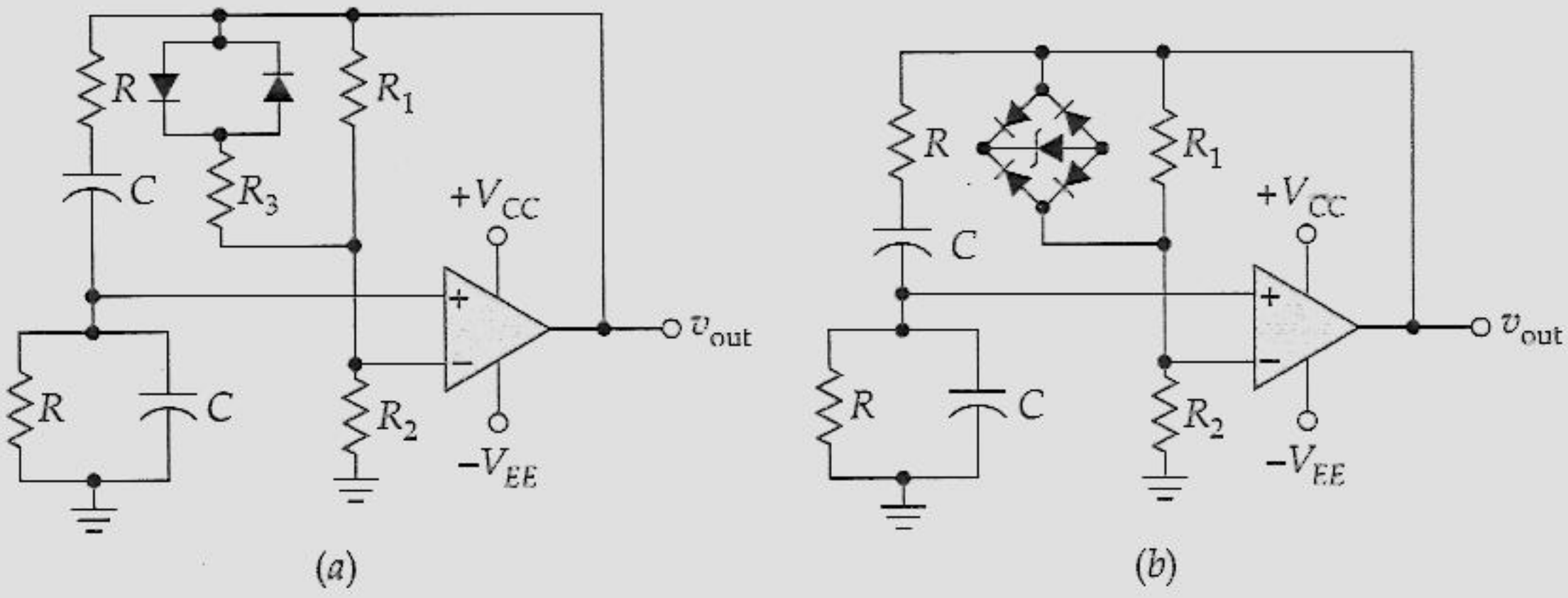


Figura 22.26 Limitação de amplitude: (*a*) diodos; (*b*) diodos Zener.

Na Figura 22.26*b*, um diodo Zener é o elemento limitador. Ao ligar o circuito, os diodos em ponte estão em corte e a fração de realimentação é menor do que $1/3$, pois R_1/R_2 é maior do que 2. À medida que a saída aumenta, os diodos em ponte são polarizados diretamente, porém nada acontece abaixo da tensão de ruptura Zener. Em um determinado nível de tensão de saída alta, o diodo Zener conduz e o nível da tensão de saída se estabiliza.

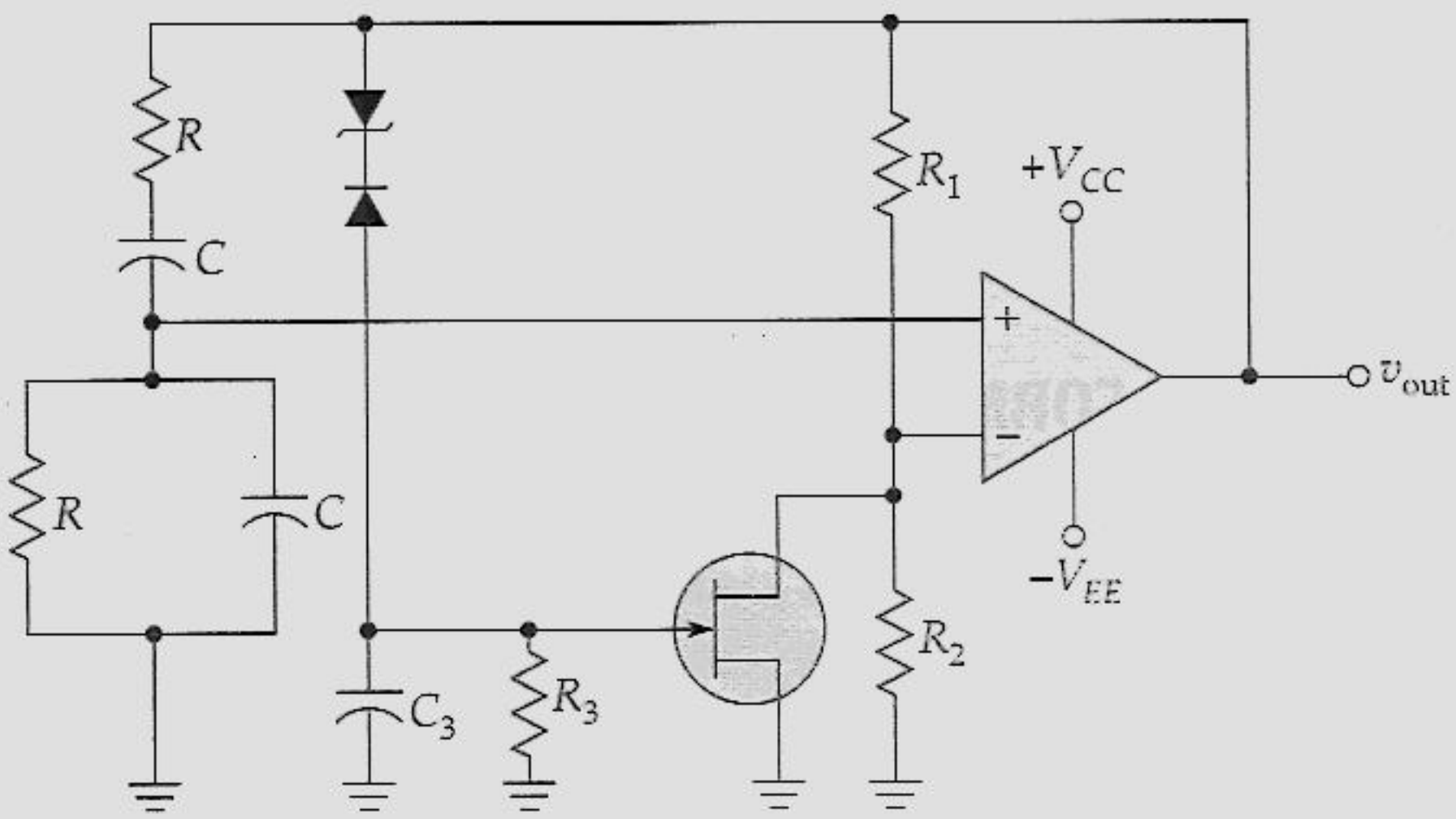


Figura 22.27 JFET sendo utilizado como uma resistência variável com a tensão para limitar a amplitude de saída.

A Figura 22.27 mostra um outro caminho. Desta vez, um JFET funciona como uma resistência variável com a tensão que limita a amplitude de saída. Ao ligar o circuito, o JFET possui uma resistência mímima, pois a sua tensão de porta é zero.

Através do projeto, a fração de realimentação é menor do que $1/3$, e assim as oscilações podem começar. Quando o nível de saída exceder à tensão Zener, mais a queda de tensão de um diodo, obtemos a detecção do pico negativo e a tensão da porta se torna negativa. Quando isto acontece, a $r_{ds(on)}$ do JFET aumenta, o que faz aumentar a fração de realimentação até que seja igual a $1/3$. Dessa forma, a saída se estabiliza.

A Figura 22.28 mostra um método alternativo para limitação do nível de saída. Nesse circuito, um JFET é utilizado como uma resistência variável com a tensão. A porta do JFET está conectada à saída do detector de pico negativo. Num determinado nível de saída, a tensão negativa na saída do detector de pico aumenta a $r_{ds(on)}$ para aproximadamente $R/2$. Nesse momento, o filtro duplo-T está em ressonância e a oscilação de saída se estabiliza.

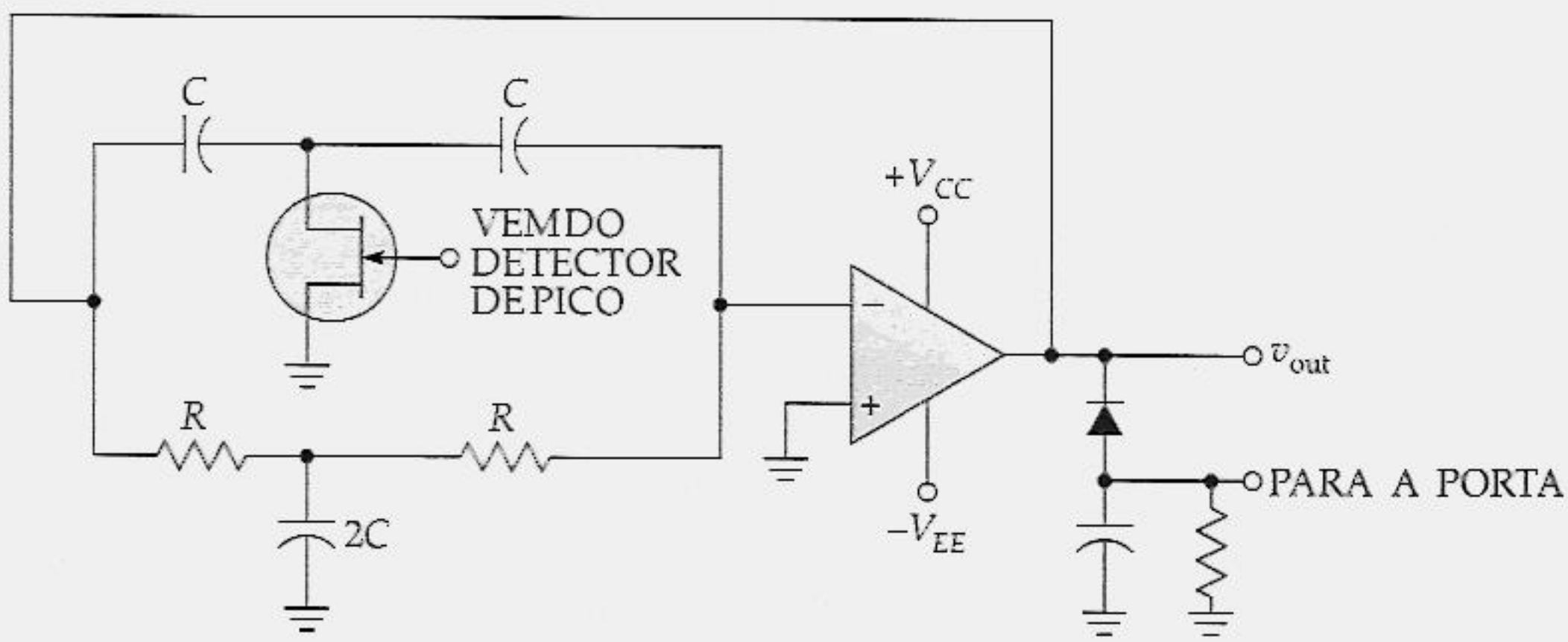


Figura 22.28 Um método alternativo para a limitação da amplitude de saída.

22.9 TEMPORIZADOR (*TIMER*) 555

O *timer* 555 associa um oscilador de relaxação, dois comparadores, um flip-flop *RS* e um transistor de descarga. Este CI versátil tem tantas aplicações, que se tornou um padrão industrial. Os projetistas estão constantemente encontrando novos usos para este CI maravilhoso.

Flip-Flop *RS*

A Figura 22.29*a* mostra um par de transistores com acoplamento cruzado. Cada coletor alimenta a base oposta através da resistência R_B. Num circuito como este, um transistor está saturado enquanto o outro está em corte. Por exemplo, se o transistor da direita

estiver saturado, a sua tensão do coletor é aproximadamente zero. Isto significa que não há alimentação para a base do transistor da esquerda, e assim ele entra em corte e a sua tensão do coletor se aproxima de + V_{CC}. Esta alta tensão produz corrente de base suficiente para manter o transistor da direita em saturação.

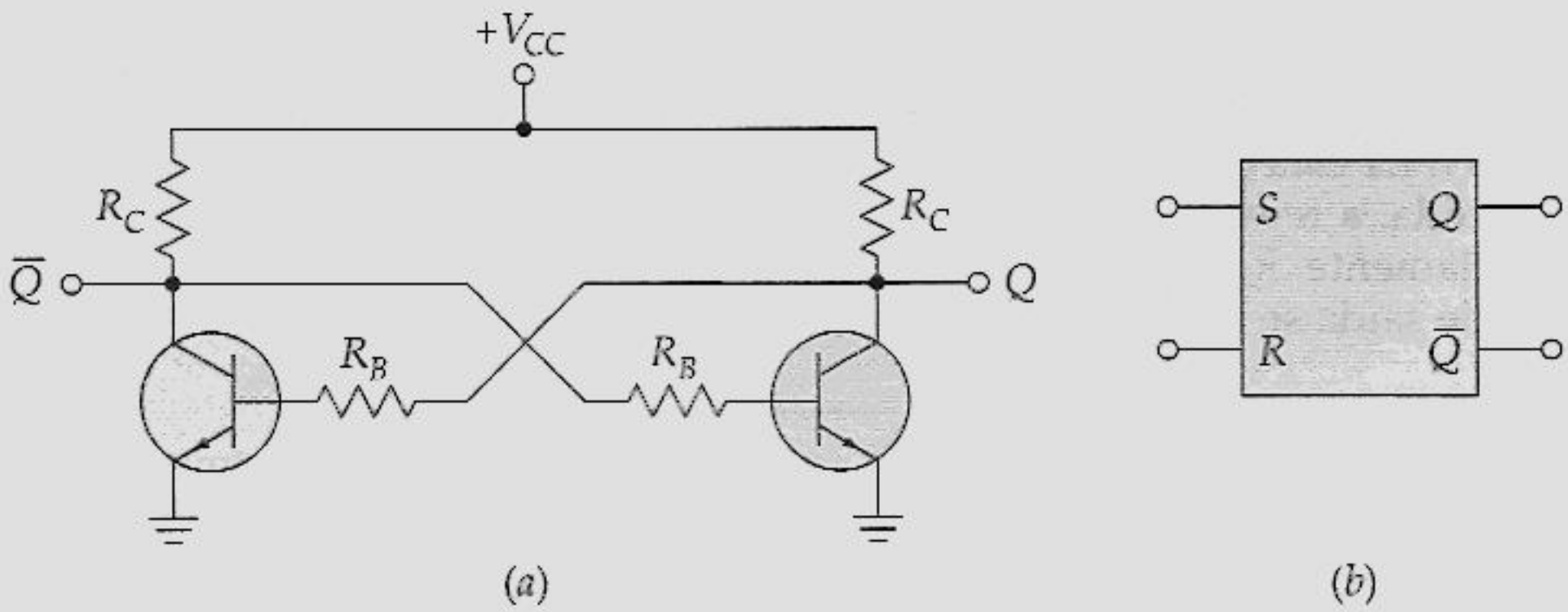


Figura 22.29 (*a*) Parte de um flip-flop *RS*; (*b*) símbolo do flip-flop *RS*.

Porém, se o transistor da direita estiver em corte, então a sua tensão do coletor leva o transistor da esquerda à saturação. A baixa tensão do coletor, que sai desse transistor da esquerda, mantém o transistor da direita em corte.

Dependendo do transistor que estiver na saturação, a saída *Q* é baixa ou alta. Acrescentando mais componentes ao circuito, obtém-se um *flip-flop RS*, que é um circuito que pode fixar a saída Q em alto ou em baixo. A propósito, uma saída *Q* complementar (oposta) está disponível a partir do coletor do outro transistor.

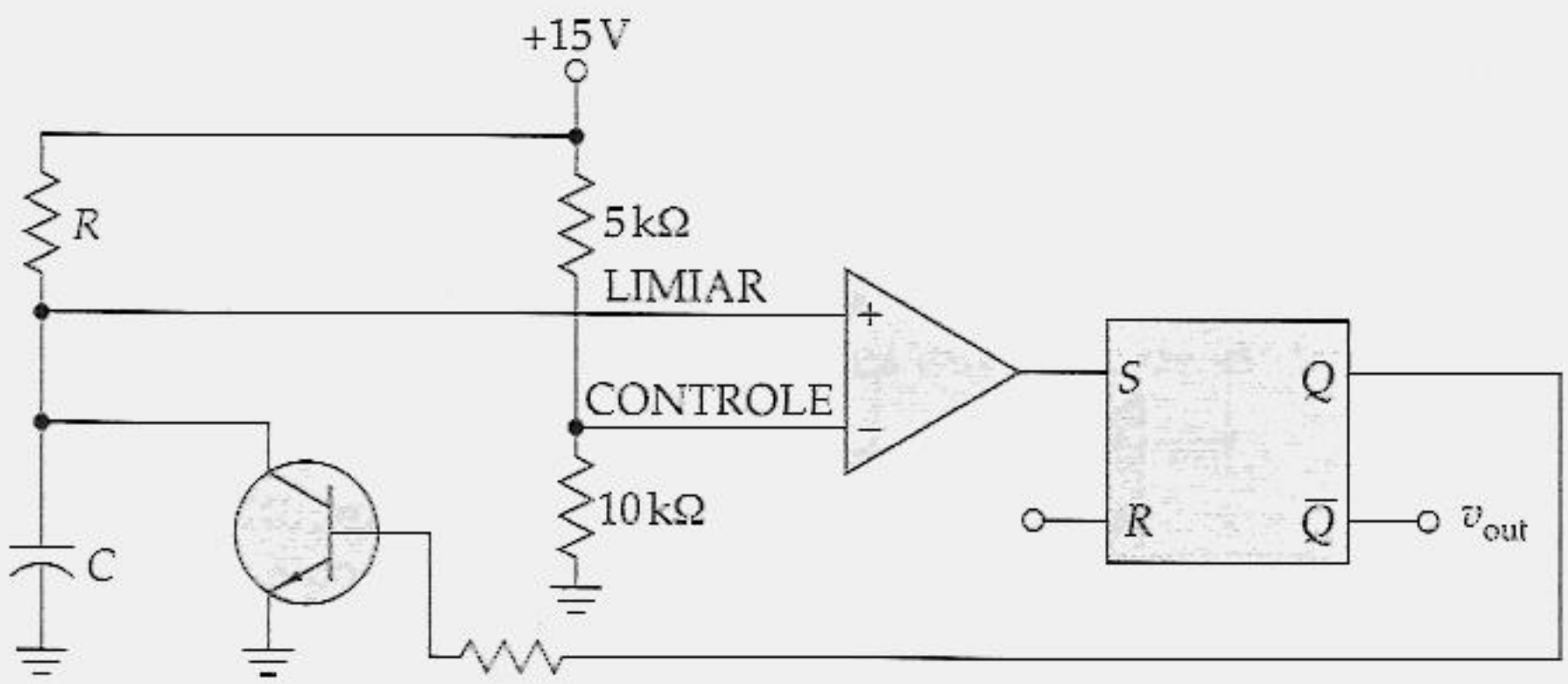
A Figura 22.29*b* mostra o símbolo esquemático de um flip-flop *RS* em qualquer projeto. Sempre que você vir este símbolo, lembre-se do funcionamento: o circuito se fixa em qualquer um dos dois estados. Uma entrada *S* alta fixa (*set*) *Q* em alto; uma entrada *R* alta leva a saída *Q* para baixo. A saída *Q* permanece num dado estado até ser disparada para o estado oposto.

Conceito Básico de Medição de Tempo

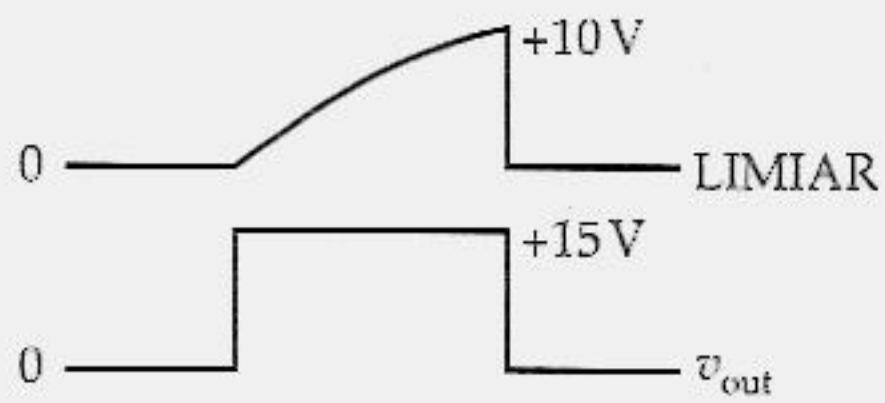
A Figura 22.30*a* ilustra algumas idéias básicas que serão necessárias na nossa discussão posterior do *timer* 555. Suponha que a saída *Q* seja alta. Isto satura o transistor e grampeia a tensão do capacitor no terra. Em outras palavras, o capacitor está em curto-circuito e não pode se carregar.

A tensão da entrada não-inversora do comparador é chamada *tensão de limiar* e a tensão de entrada inversora é chamada *tensão de controle*. Com o flip-flop *RS* ativado, o transistor saturado mantém a tensão de limiar em 0. A tensão de controle, por outro lado, se fixa em 10 V devido ao divisor de tensão.

Suponha que apliquemos uma tensão alta na entrada *R*. Isto desativa o flip-flop *RS*. A saída *Q* se torna baixa e leva o transistor ao corte. O capacitor *C* agora está livre para se carregar. À medida que o capacitor carrega, a tensão de limiar aumenta. Eventualmente, a tensão de limiar torna-se ligeiramente maior do que a tensão de controle (+ 10 V). A saída do comparador, então, torna-se alta, ativando o flip-flop *RS*. A saída *Q* alta satura o transistor e isto descarrega rapidamente o capacitor. Observe as duas formas de onda na Figura 22.30*b*. Há uma subida exponencial através do capacitor e aparece um pulso na saída *Q*.



(*a*)



(*b*)

Figura 22.30 (*a*) Circuito temporizador básico; (*b*) a tensão do capacitor é exponencial e a tensão de saída é retangular.

Diagrama em Bloco do 555

A Figura 22.31 é um diagrama em bloco simplificado do *timer* NE555, que é um CI *timer* de 8 pinos apresentado pela Signetics Corporation. Note que o comparador superior tem uma entrada de tensão de limiar (pino 6) e uma entrada de tensão de controle (pino 5). Na maioria das aplicações, a entrada de controle não é utilizada, de modo que a tensão de controle é igual a + 2 $V_{CC}/3$. Como anteriormente, sempre que a tensão de limiar exceder à tensão de controle, a saída alta do comparador ativa o flip-flop.

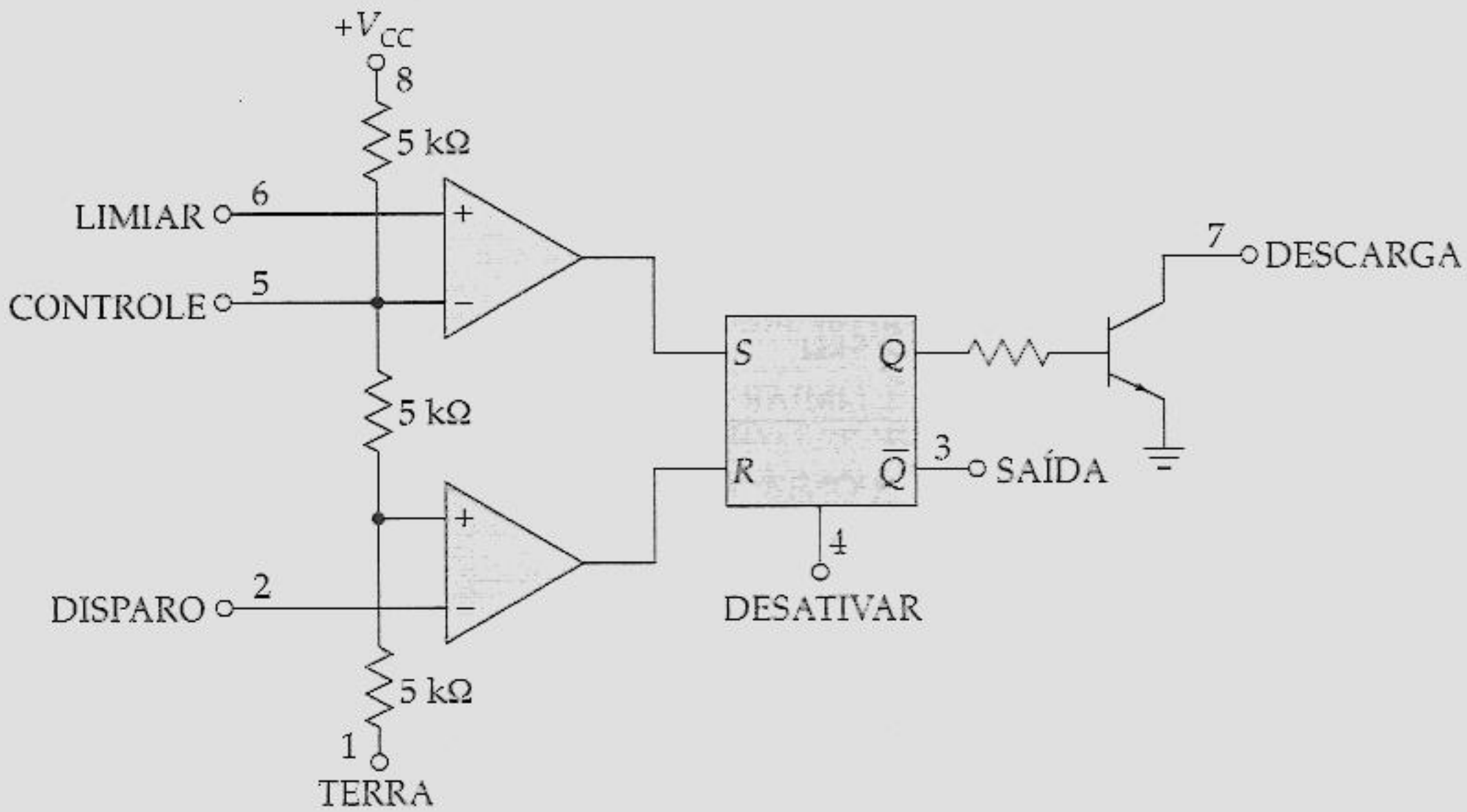


Figura 22.31 Diagrama esquemático simplificado do *timer* 555.

O coletor do transistor de descarga está no pino 7. Quando este pino é ligado a um capacitor de temporização externo, uma saída Q alta do flip-flop satura o transistor e descarrega o capacitor. Quando Q é baixa, o transistor entra em corte e o capacitor pode se carregar da forma como já foi descrito.

O sinal complementar que sai do flip-flop vai para o pino 3, a saída. Quando a entrada desativar (pino 4) está aterrada, ela inibe o dispositivo (o impede de funcionar). Esta característica *on/off* às vezes é útil. Na maioria das aplicações, entretanto, o *reset* externo não é usado e o pino 4 é conectado diretamente à tensão de alimentação.

Observe o comparador inferior. A sua entrada invertida é chamada *disparo* - (*trigger*) – (pino 2). Devido ao divisor de tensão, a entrada não-inversora tem uma tensão fixa de + $V_{CC}/3$. Quando a tensão de disparo de entrada é ligeiramente menor do que + $V_{CC}/3$, a saída do amp op sobe e desativa (*reset*) o flip-flop.

Finalmente, o pino 1 é o terra da pastilha, enquanto o pino 8 é o pino de alimentação. O *timer* 555 deve funcionar com qualquer tensão de alimentação entre 4,5 e 16 V.

Operação Monostável

A Figura 22.32*a* mostra o *timer* 555 conectado numa *configuração monostável*. O circuito funciona da forma apresentada a seguir: quando a entrada de disparo é ligeiramente menor do que + $V_{CC}/3$, o comparador inferior tem uma saída alta e desativa (*reset*) o flip-flop. Isto leva o transistor ao corte, permitindo que o capacitor se carregue. Quando a tensão do capacitor é ligeiramente maior do que + 2 $V_{CC}/3$, o comparador superior tem uma saída alta, o que ativa (*set*) o flip-flop. Logo que a saída Q se torna alta, o transistor entra em condução; isto descarrega rapidamente o capacitor.

A Figura 22.32*b* mostra formas de onda típicas. A entrada de disparo é um pulso estreito com um valor quiescente de + V_{CC}. O pulso deve cair abaixo de + $V_{CC}/3$ para desativar o flip-flop e permitir que o capacitor se carregue. Quando a tensão de limiar exceder ligeiramente + 2 $V_{CC}/3$, o flip-flop é ativado; isto satura o transistor e descarrega o capacitor. Como resultado, obtemos um pulso de saída retangular.

O capacitor C tem de se carregar através da resistência R. Quanto maior a constante de tempo RC, mais tempo leva para a tensão do capacitor chegar a + 2 $V_{CC}/3$. Em outras palavras, a constante de tempo RC controla a largura do pulso de saída. É possível deduzir esta fórmula para a largura do pulso:

$$W = 1{,}1RC \tag{22.20}$$

Por exemplo, se R = 22 kΩ e C = 0,068 μF, então

$$W = 1{,}1(22\ \text{k}\Omega)(0{,}068\ \mu\text{F}) = 1{,}65\ \text{ms}$$

Normalmente, um diagrama esquemático não mostra os comparadores, o flip-flop e outros componentes internos do *timer* 555. Ao contrário, você verá um diagrama esquemático como o da Figura 22.33 para o circuito monostável 555. Somente os pinos e os componentes externos são visíveis. A propósito, observe que o pino 5 (controle) é derivado para o terra através de um pequeno capacitor, tipicamente 0,01 mF. Isto fornece a filtragem do ruído da tensão de controle. Lembre-se de que aterrando o pino 4 estamos inibindo o *timer* 555. Para evitar um acionamento acidental da entrada desativar, o pino 4 é geralmente ligado à fonte de alimentação, como mostra a Figura 22.33.

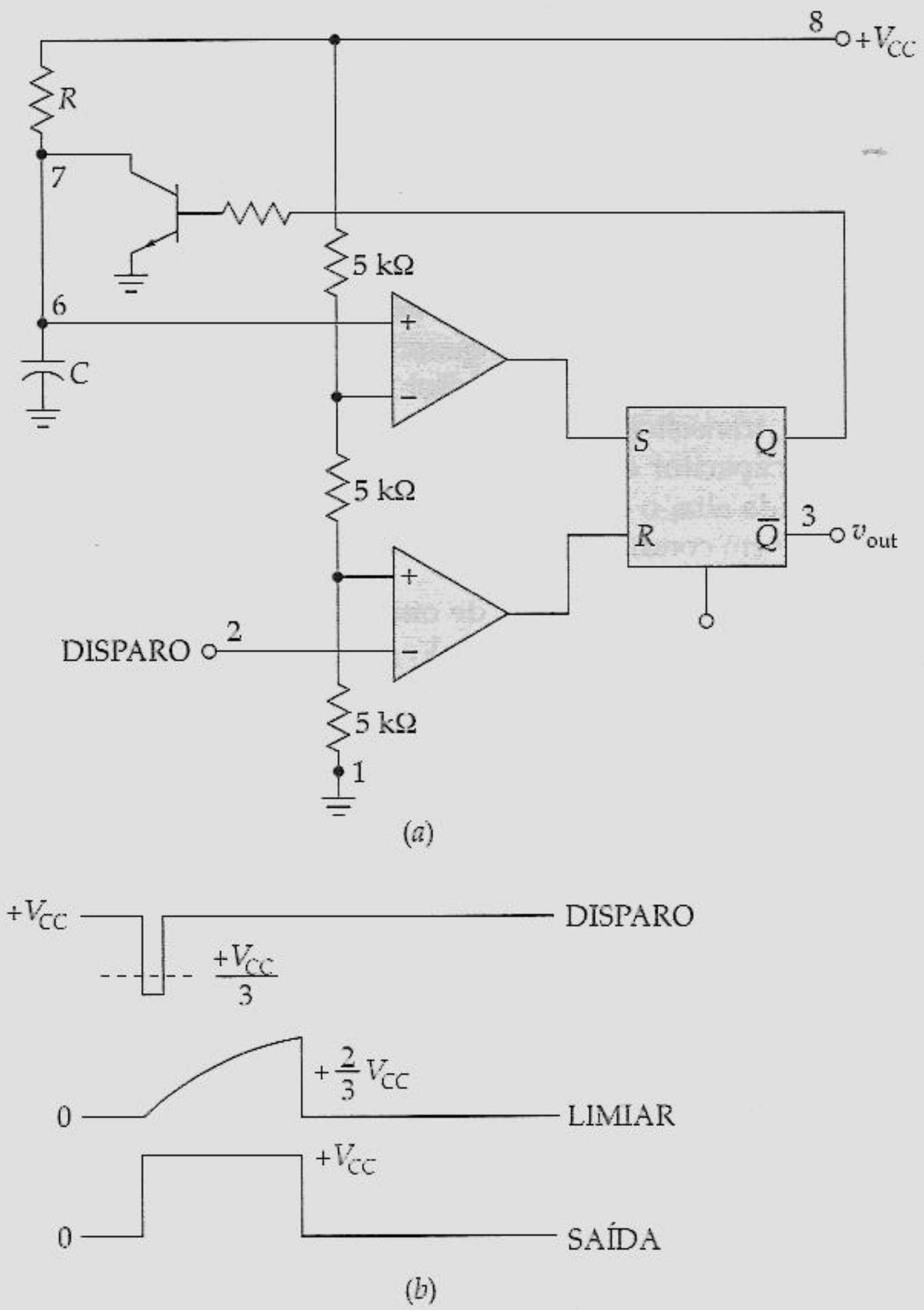


Figura 22.32 (*a*) O *timer* 555 ligado como um multivibrador monostável; (*b*) formas de onda.

Em resumo, o *timer* monostável 555 produz um único pulso cuja largura é determinada pelo *R* e *C* externos usados na Figura 22.33. O pulso começa com a borda de descida da entrada de disparo. Uma operação monostável como esta tem diversas aplicações, como você verá em estudos posteriores.

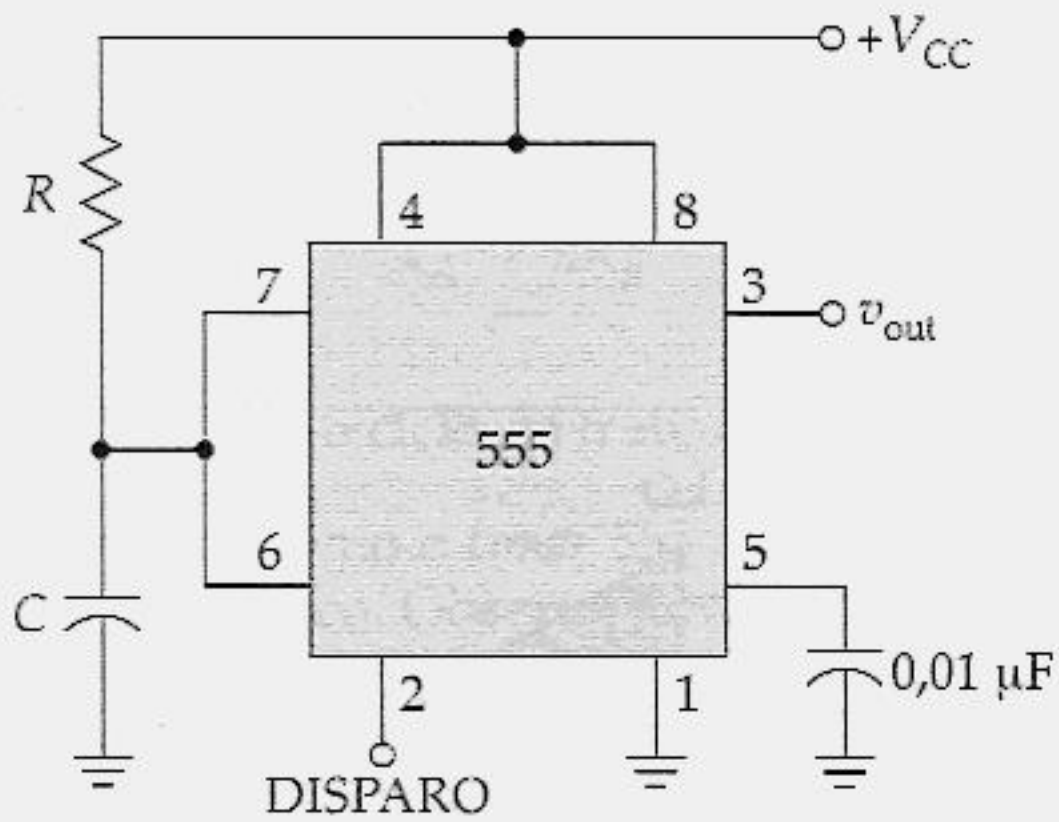


Figura 22.33 Circuito de um temporizador monostável.

Operação Astável

A Figura 22.34*a* mostra o *timer* 555 conectado para funcionar como um *astável*. Quando a saída Q é baixa, o transistor está em corte e o capacitor está carregando através de uma resistência total $R_A + R_B$. Por isso, a constante de tempo de carga é $(R_A + R_B)C$. À medida que o capacitor se carrega, a tensão de limiar (pino 6) aumenta. Eventualmente, a tensão de limiar ultrapassa $+ 2\ V_{CC}/3$; então o comparador superior tem uma saída alta, e isto ativa o flip-flop. Com a saída Q em alto, o transistor satura e aterra o pino 7. Agora o capacitor descarrega através de R_B. Portanto a constante de tempo de descarga é R_BC. Quando a tensão do capacitor cai ligeiramente abaixo de $+ V_{CC}/3$, o comparador inferior tem uma saída alta, e isto desativa o flip-flop.

A Figura 22.34*b* ilustra as formas de onda. Como você pode ver, o capacitor de temporização tem uma tensão que sobe e desce exponencialmente. A saída é uma onda retangular. Como a constante de tempo de carga é maior do que a constante de tempo de descarga, a saída não é simétrica; o estado alto da saída demora mais do que o estado baixo de saída. Para especificar a assimetria da saída, usaremos o ciclo de trabalho, definido da seguinte forma:

$$D = \frac{W}{T}(100\%) \tag{22.21}$$

Como exemplo, se $W = 2$ ms, e $T = 2{,}5$ ms, então

$$D = \frac{2\ \text{ms}}{2{,}5\ \text{ms}}(100\%) = 80\%$$

Dependendo das resistências R_A e R_B, o ciclo de trabalho encontra-se entre 50 e 100%.

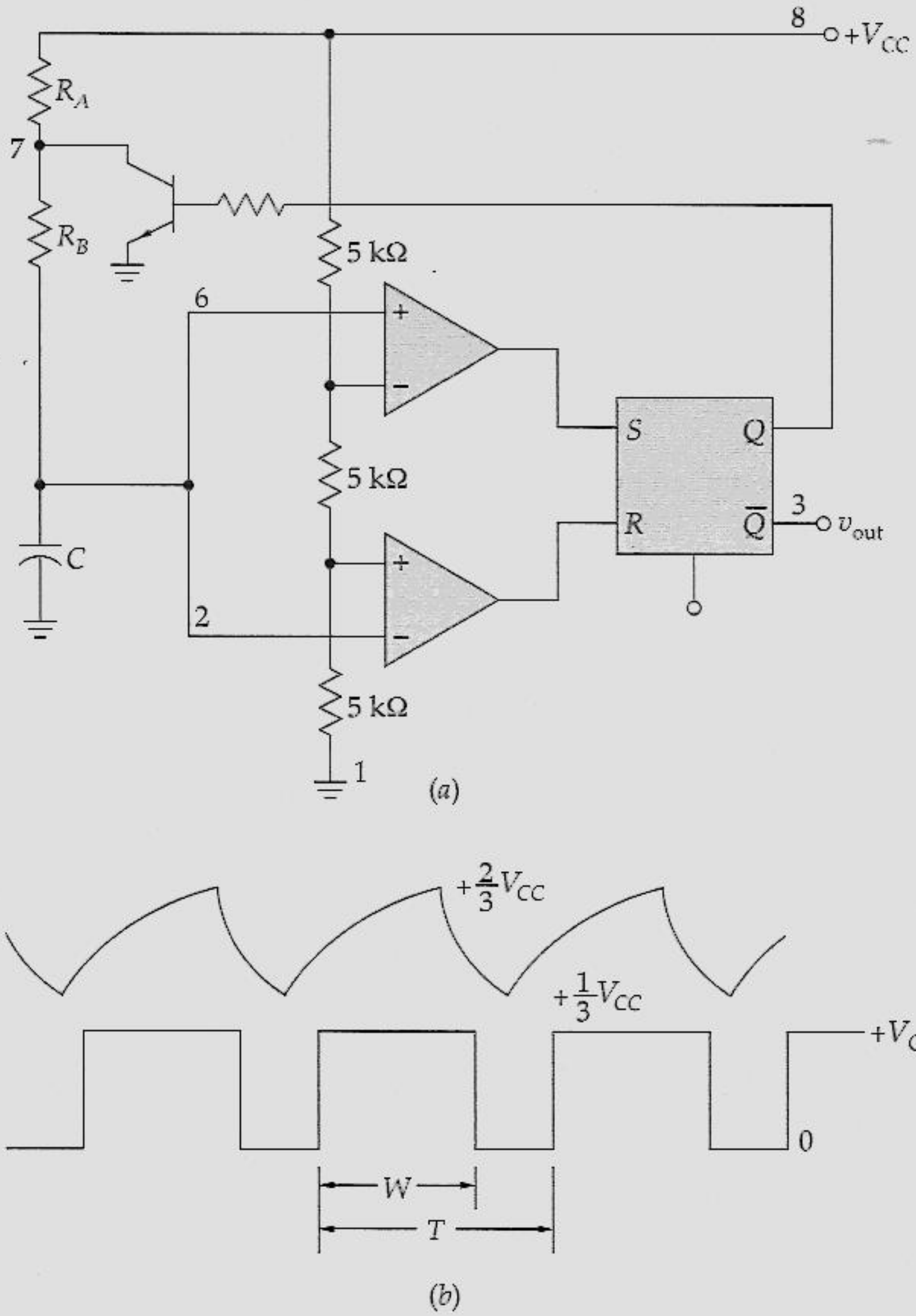


Figura 22.34 (*a*) Multivibrador astável; (*b*) formas de onda do capacitor e da saída.

A solução matemática para as equações de carga e descarga nos fornecem as seguintes fórmulas: a freqüência de saída é

$$f = \frac{1{,}44}{(R_A + 2R_B)C} \tag{22.22}$$

e o ciclo de trabalho é

$$D = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B}(100\%) \tag{22.23}$$

Se R_A for muito menor do que R_B, o ciclo de trabalho se aproximará de 50%.

A Figura 22.35 mostra como o *timer* 555, na configuração astável, geralmente aparece num diagrama esquemático. Observe novamente que o pino 4 (desativar) está conectado à tensão de alimentação e que o pino 5 (controle) está desviado para o terra através do capacitor de 0,01 μF. Um *timer* astável 555 é chamado freqüentemente de *multivibrador astável* porque ele produz um trem contínuo de pulsos retangulares.

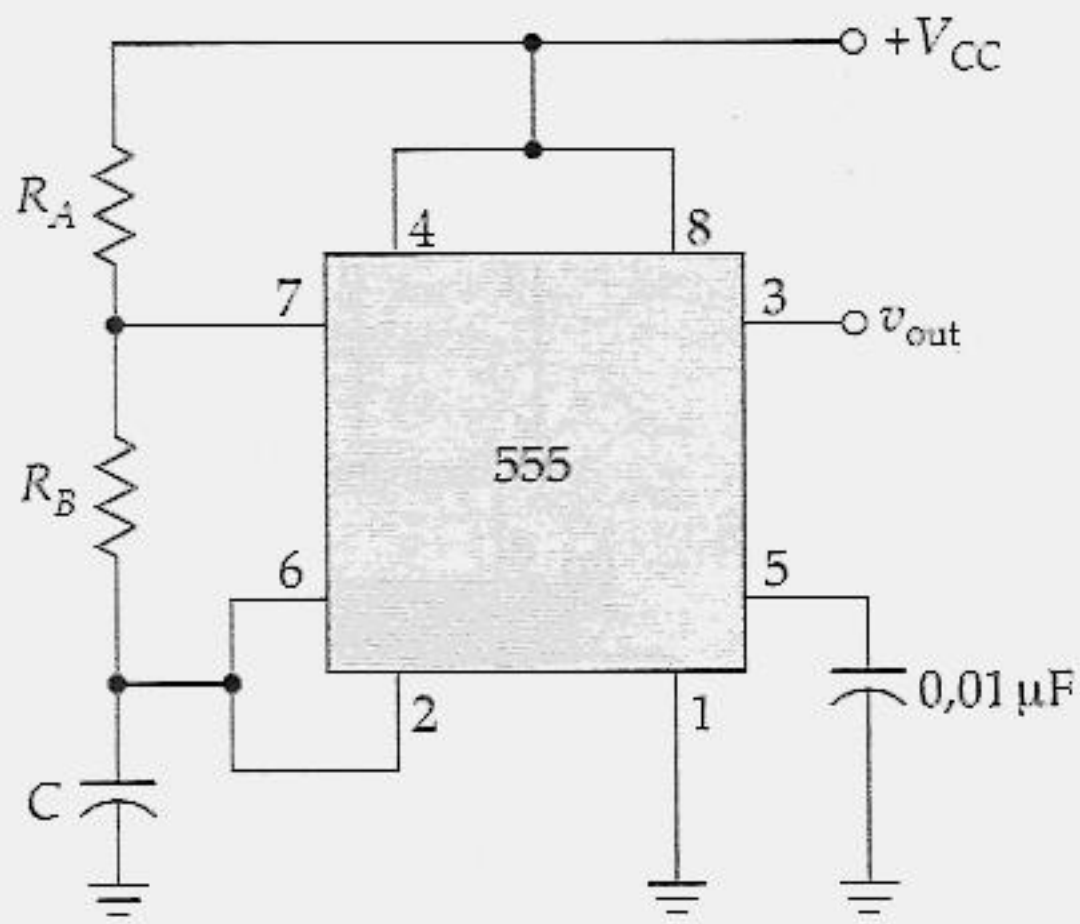


Figura 22.35 Circuito astável com o 555.

Oscilador Controlado por Tensão

A Figura 22.36*a* mostra um *oscilador controlado por tensão* (VCO – *voltage-controlled oscillator*), que é uma aplicação do *timer* 555. O circuito às vezes é chamado de *conversor tensão-freqüência* porque uma tensão de entrada pode variar a freqüência da saída. Vejamos o funcionamento deste circuito. Lembre-se de que o pino 5 (controle) está conectado à entrada inversora do comparador superior. Normalmente, a tensão de controle é + 2 $V_{CC}/3$ devido ao divisor de tensão interno. Na Figura 22.36*a*, entretanto, a tensão de um potenciômetro externo ultrapassa a tensão interna. Em outras palavras, ajustando o potenciômetro, podemos variar a tensão de controle.

A Figura 22.36*b* ilustra a tensão através do capacitor de temporização. Observe que ele varia entre $V_{con}/2$ e $+V_{con}$. Se aumentarmos V_{con}, o capacitor leva 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 ou pode ser a saída de um circuito tansistorizado, de um amp op, ou de um outro dispositivo qualquer.

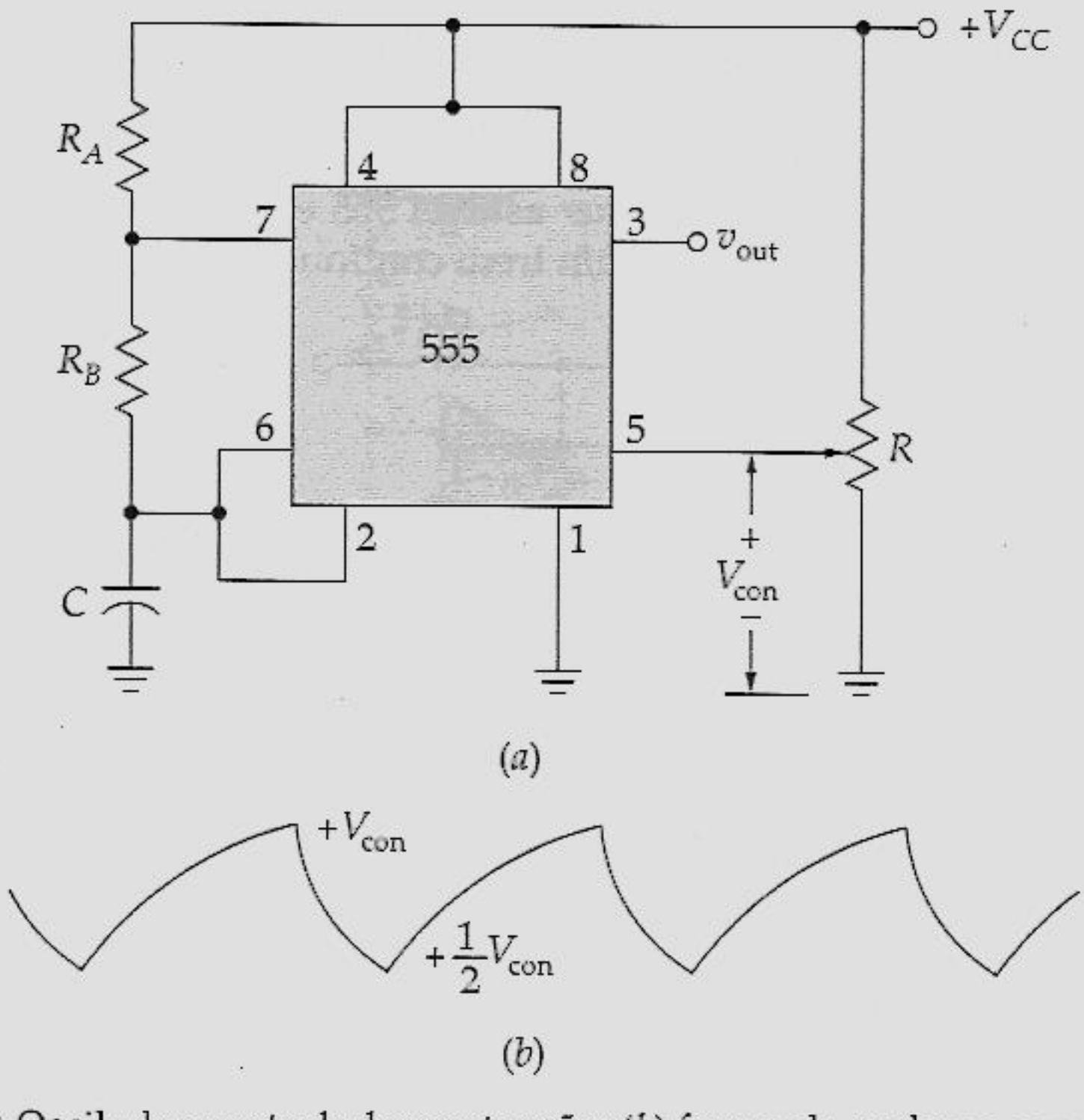


Figura 22.36 (*a*) Oscilador controlado por tensão; (*b*) forma de onda no capacitor de temporização.

Gerador de Rampa

Aqui está uma outra aplicação para o *timer* 555. Carregar um capacitor através de um resistor produz uma forma de onda exponencial. Se usarmos uma fonte de corrente constante para carregar um capacitor, obteremos, entretanto, uma *rampa*. Esta é a idéia ilustrada no circuito da Figura 20.37*a*. Aqui, substituímos o resistor dos circuitos anteriores por uma fonte de corrente *pnp* que produz uma corrente de carga constante de

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \tag{22.24}$$

onde

$$V_E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + V_{BE} \tag{22.25}$$

Por exemplo, se $V_{CC} = 15$ V, $R_E = 20$ kΩ, $R_1 = 5$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ e $V_{BE} = 0{,}7$ V, então

$$V_E = 10 \text{ V} + 0{,}7 \text{ V} = 10{,}7 \text{ V}$$

e

$$I_C = \frac{15 \text{ V} - 10{,}7 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 0{,}215 \text{ mA}$$

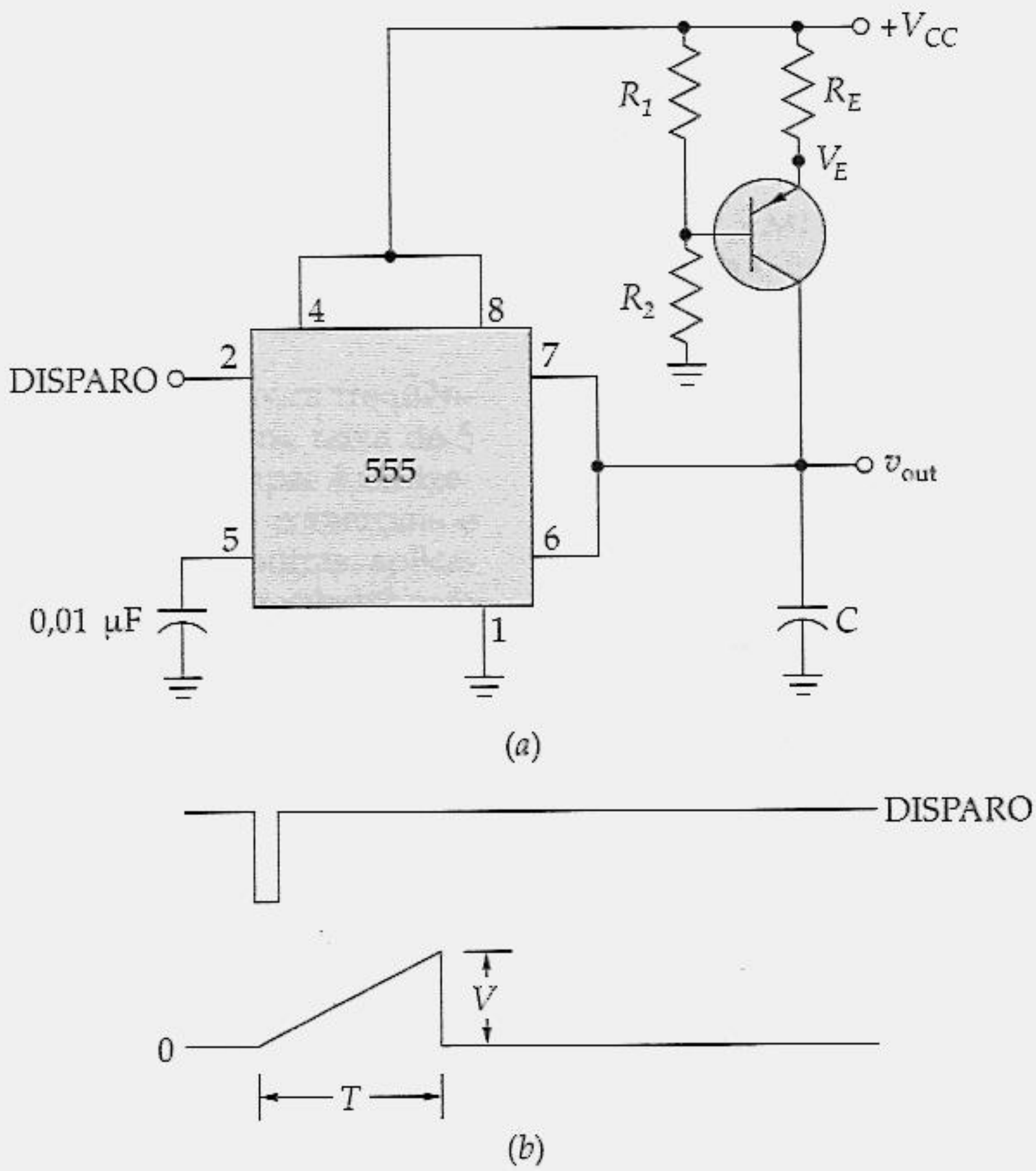


Figura 22.37 (*a*) O *timer* 555 e um transistor bipolar produzem uma rampa de saída; (*b*) formas de onda de disparo e da rampa.

Quando um *timer* 555 monostável recebe um disparo, Figura 22.37*a*, a fonte de corrente *pnp* força a passagem de uma corrente de carga constante pelo capacitor. Portanto, a tensão através do capacitor é uma rampa, como mostra a Figura 22.37*b*. Como já foi deduzido, a inclinação S da rampa é dada por

$$S = \frac{I}{C} \tag{22.26}$$

Se a corrente de carga for de 0,215 mA e a capacitância for de 0,022 μF, a rampa terá uma inclinação de

$$S = \frac{0{,}215\ \text{mA}}{0{,}022\ \mu\text{F}} = 9{,}77\ \text{V/ms}$$

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 22.1 Teoria da Oscilação Senoidal

Para construir um oscilador senoidal, precisamos utilizar um amplificador com realimentação positiva. Para o oscilador entrar em operação, o ganho do circuito tem de ser maior do que 1 quando o desvio de fase ao longo do circuito for de 0°. A medida que a tensão de pico a pico de saída aumenta, a fração da realimentação diminui automaticamente até que o ganho do circuito seja 1. Nesse momento, o valor de pico a pico de saída se torna constante.

Seção 22.2 O Oscilador com Ponte de Wien

Esse é o oscilador padrão para freqüências de baixa a moderada, na faixa de 5 Hz a 1 MHz. Ele quase sempre é utilizado em geradores de áudio comerciais e geralmente preferido em outras aplicações de baixa freqüência. O oscilador com ponte de Wien produz uma onda senoidal de saída quase perfeita. Como em qualquer oscilador, ele entra em oscilação porque o ganho do circuito é maior do que 1 na freqüência de ressonância. Uma lâmpada de tungstênio ou uma outra resistência não-linear é utilizada para diminuir o ganho do circuito para 1.

Seção 22.3 Outros Osciladores *RC*

O oscilador duplo-T utiliza um amplificador e circuitos *RC* para produzir o ganho necessário e o desvio de fase na freqüência de ressonância. Ele funciona bem em uma freqüência, mas não é adequado para um oscilador com freqüência ajustável. O oscilador de desvio de fase utiliza também um amplificador e circuitos *RC* para gerar oscilações. Assim como o oscilador duplo-T, ele funciona bem em uma freqüência, mas não ao longo de uma faixa de freqüências. O oscilador de desvio de fase possui uma propriedade desagradável. Especificamente, um oscilador de desvio de fase se esconde dentro de cada amplificador que você constrói devido aos circuitos parasitas de avanço e atraso de cada estágio.

Seção 22.4 O Oscilador Colpitts

Acima de 1 MHz, os osciladores *RC* não funcionam bem. Por isso os osciladores *LC* são proferidos para freqüências entre 1 e 500 MHz. Essa faixa de freqüência está acima da f_{unity} da maioria dos amps op, o que explica por que um transistor bipolar ou um FET são normalmente utilizados como o dispositivo de amplificação. Um oscilador *LC* utiliza um circuito-tanque *LC* para determinar a freqüência de ressonância. O oscilador Colpitts é um dos osciladores *LC* mais amplamente utilizados. Você pode reconhecer o circuito por meio do divisor capacitivo utilizado para gerar um sinal de realimentação.

Seção 22.5 Outros Osciladores *LC*

O oscilador Armstrong utiliza um transformador para gerar o sinal de realimentação. O oscilador Hartley utiliza um divisor de tensão indutivo para gerar o sinal de realimentação. O oscilador Clapp possui um pequeno capacitor em

série com o ramo indutivo do circuito-tanque de ressonância. Com isso, reduz-se o efeito das capacitâncias parasitas em outra parte do circuito.

Seção 22.6 Cristais de Quartzo

Alguns cristais na natureza exibem o efeito piezelétrico. Por causa desse efeito, um cristal vibrando se comporta como um circuito ressonante *LC* com um *Q* extremamente alto. Os cristais de quartzo são os mais importantes no que se refere ao efeito piezelétrico. Esse efeito é utilizado em osciladores a cristal nas situações em que uma freqüência precisa e de confiança for necessária. Uma aplicação comum é o relógio de pulso eletrônico.

Seção 22.7 Oscilações Indesejadas

Muitas vezes em que você constrói um amplificador, você acaba costruindo um oscilador em potencial. Assim como você viu no oscilador de desvio de fase, qualquer um precisa de um amplificador e de três circuitos de avanço ou atraso para gerar oscilações. As oscilações de baixa freqüência, algumas vezes chamadas de pipocar, ocorrem porque a realimentação de tensão é desenvolvida sobre a impedância Thévenin da fonte de alimentação. As oscilações de alta freqüência podem ser provocadas pela realimentação capacitiva ou magnética, pelas malhas de terra, pelas tensões de alimentação não derivadas e pelas capacitâncias parasitas com indutância dos terminais. Os amplificadores com realimentação negativa utilizam tipicamente um circuito de derivação com uma freqüência crítica muito baixa. Isto diminui o ganho do circuito para menos do que 1 na freqüência em que o desvio de fase ao longo do circuito for de 0°.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 22.3 Freqüência de Ressonância dos Osciladores *RC*

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

Essa é uma equação familiar. Ela é a freqüência crítica ou de ressonância de um circuito de avanço-atraso. Essa freqüência ideal é a freqüência de saída de um oscilador com ponte de Wien. A fórmula é precisa quando o amplificador estiver operando na sua banda média.

Equação 22.5 Freqüência de Ressonância dos Osciladores *LC*

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Essa equação fornece a freqüência de ressonância de um circuito-tanque *LC*. Quando um circuito-tanque é parte de um oscilador *LC*, essa equação é aproximadamente igual à freqüência de oscilação.

Equação 22.7 Condições para um Oscilador Colpitts Entrar em Operação

$$A > \frac{C_2}{C_1}$$

O circuito-tanque Colpitts possui um indutor em paralelo com dois capacitores em série. A tensão sobre C_2 é realimentada para a entrada do transistor bipolar ou FET. Essa equação é uma aproximação para o ganho de tensão mínimo necessário para que o oscilador Colpitts entre em operação.

Equação 22.8 Efeitos do Fator *Q* na Freqüência de Ressonância

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LV}} \sqrt{\frac{Q^2}{1 + Q^2}}$$

Essa equação informa que a freqüência da oscilação é menor do que a freqüência de ressonância ideal dada pela Equação (22.5). Para um circuito-tanque ressonante com um Q maior do que 10, a freqüência da oscilação estará dentro de 1% da freqüência de ressonância ideal.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

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 faz com que um oscilador entre em operação é provocada pelo(*a*)
   a) Ondulação da fonte de alimentação
   b) Tensão de ruído nos resistores
   c) Sinal de entrada proveniente de um gerador
   d) Realimentação positiva

3. O oscilador com ponte de Wien é útil
   a) Em baixas freqüências
   b) Em altas freqüências
   c) Com circuitos-tanque *LC*
   d) Com pequenos sinais de entrada

4. Um circuito de atraso tem um ângulo de fase que
   a) Está entre 0 e + 90°
   b) É maior do que 90°
   c) Está entre 0 e – 90°
   d) É o mesmo que o da tensão de entrada

5. Um circuito de acoplamento é um
   a) Circuito de atraso
   b) Circuito de avanço
   c) Circuito de avanço-atraso
   d) Circuito de ressonância

6. Um circuito de avanço tem um ângulo de fase que
   a) Está entre 0 e + 90°
   b) É maior do que 90°
   c) Está entre 0 e – 90°
   d) É o mesmo que o da tensão de entrada

7. Um oscilador com ponte de Wien utiliza
   a) Realimentação positiva
   b) Realimentação negativa
   c) Os dois tipos de realimentação
   d) Um circuito-tanque *LC*

8. Inicialmente, o ganho do circuito de um oscilador com ponte de Wien é
   a) Menor do que 1
   b) Igual a 1
   c) Maior do que 1
   d) Pequeno

9. Uma ponte de Wien é algumas vezes chamada de
   a) Filtro rejeita-faixa
   b) Oscilador duplo-T
   c) Deslocador de fase
   d) Ponte de Wheatstone

10. Para alterar a freqüência de uma ponte de Wien, você pode alterar
    a) Um resistor
    b) Dois resistores

c) Três resistores
d) Um capacitor

11. O oscilador de desvio de fase geralmente possui
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 que se iniciem as oscilações em um circuito, o ganho do circuito tem de ser maior do que 1, quando o desvio de fase ao longo do circuito for de
a) 0° *c*) 720°
b) 360° *d*) Todas as alternativas acima

13. O oscilador *LC* mais amplamente utilizado é o
a) Armstrong *c*) Colpitts
b) Clapp *d*) Hartley

14. Uma forte realimentação em um oscilador *LC*
a) Evita que o circuito entre em operação
b) Provoca saturação e corte
c) Produz uma tensão de saída máxima
d) Significa que *B* é pequeno

15. Quando *Q* diminui em um oscilador Colpitts, a freqüência de oscilação
a) Diminui
b) Permanece a mesma
c) Aumenta
d) Torna-se intermitente

16. Acoplamento indutivo se refere a
a) Acoplamento capacitivo
b) Acoplamento por transformador
c) Acoplamento resistivo
d) Acoplamento de potência

17. O oscilador Hartley utiliza
a) Realimentação negativa
b) Dois indutores
c) Uma lâmpada de tungstênio
d) Uma bobina estimuladora

18. Para alterar a freqüência de um oscilador *LC*, você pode alterar
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 *b*) Clapp
c) Colpitts *d*) Hartley

20. O material que possui o efeito piezelétrico é
a) O quartzo
b) Os sais de Rochelle
c) A turmalina
d) Todas as alternativas acima

21. Os cristais possuem
a) Um *Q* muito baixo
b) Um *Q* muito alto
c) Uma pequena indutância
d) Uma grande resistência

22. As freqüências de ressonância em série e em paralelo de um cristal são
a) Muito próximas
b) Muito distantes
c) Iguais
d) De valores baixos

23. O tipo de oscilador encontrado em um relógio de pulso eletrônico é o
a) Armstrong *c*) Colpitts
b) Clapp *d*) De cristal de quartzo

24. Um amplificador
a) Utiliza realimentação negativa
b) Pode oscilar
c) Tem sempre um ganho de tensão maior do que 1
d) Utiliza realimentação positiva

25. O som similar ao de um motor de barco, na saída do alto-falante, é uma oscilação indesejada de
a) Baixa freqüência

b) Alta freqüência
c) Freqüência muito alta
d) Origens magnéticas

26. A capacitância entre o último e o primeiro estágio de um amplificador pode produzir oscilações de
a) Baixa freqüência
b) Alta freqüência
c) Acoplamento por transformador
d) Origem magnética

27. As oscilações de alta freqüência são algumas vezes evitadas utilizando-se um capacitor de derivação
a) Na base do primeiro estágio
b) No coletor do último estágio
c) Na linha de alimentação
d) No emissor de todos os estágios

28. Se um amplificador possui vários pontos de terra, ele pode gerar oscilações devido
a) À realimentação magnética
b) À realimentação capacitiva
c) Ao circuito de terra
d) À impedância de realimentação

29. As oscilações parasitas são oscilações indesejadas de
a) Baixa freqüência
b) Alta freqüência
c) Freqüência muito alta
d) Origem magnética

30. Um amplificador com um percurso de realimentação negativa nas freqüências da banda média
a) Não é capaz de oscilar devido à realimentação negativa
b) É capaz de oscilar facilmente em freqüências maiores
c) Terá oscilações magnéticas
d) Terá um desvio de fase de 270° se não compensada

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 22.2 O Oscilador com Ponte de Wien

22.1 O oscilador com ponte de Wien da Figura 22.38*a* utiliza uma lâmpada com as características apresentadas na Figura 22.38*b*. Qual a tensão de saída?

22.2 A posição *D* no circuito da Figura 22.38*a* é a maior escala de freqüência do oscilador. Podemos variar a freqüência girando o reostato. Qual a freqüência mínima e a máxima de oscilação nessa escala?

22.3 Calcule a freqüência mínima e a máxima de oscilação para cada posição da chave da Figura 22.38*a*.

22.4 Para mudar a tensão de saída do circuito da Figura 22.38*a* para o valor de 6 V rms, que mudança você pode fazer?

22.5 No circuito da Figura 22.38*a*, a freqüência crítica do amplificador, com realimentação negativa, está a pelo menos uma década da maior freqüência de oscilação. Qual a freqüência crítica?

Seção 22.3 Outros Osciladores *RC*

22.6 O oscilador duplo-T do cuircuito da Figura 22.9 possui $R = 100\ k\Omega$ e $C = 0{,}01\ \mu F$. Qual a sua freqüência de oscilação?

22.7 Se os valores do Problema 22.6 forem dobrados, o que acontece com a freqüência de oscilação?

Seção 22.4 O Oscilador Colpitts

22.8 Qual o valor aproximado da corrente *cc* de emissor no circuito da Figura 22.39? Qual a tensão *cc* do coletor para o emissor?

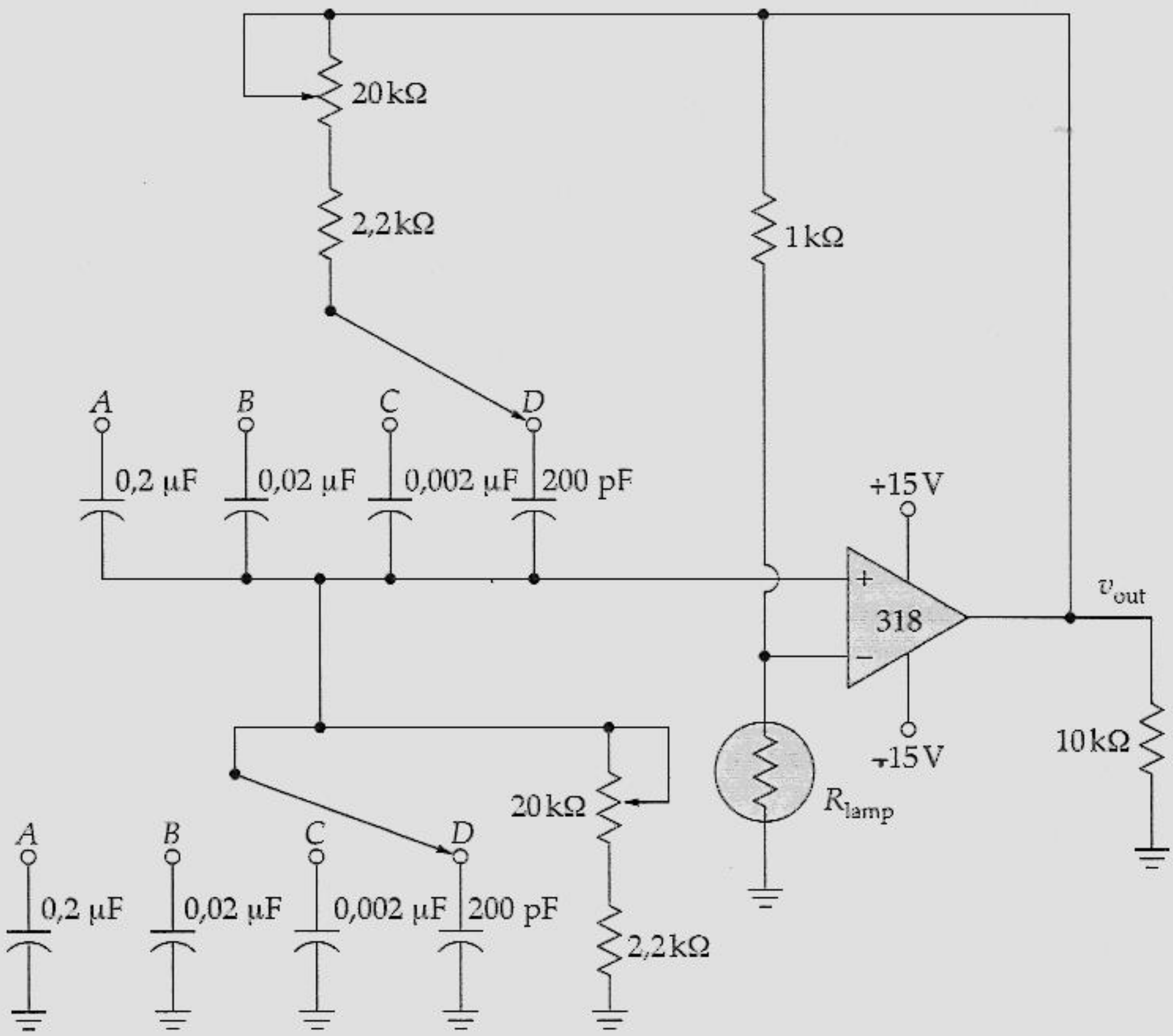

20kΩ
2,2kΩ
1kΩ
A
B
C
D
0,2 μF
0,02 μF
0,002 μF
200 pF
+15V
318
v_{out}
−15V
10kΩ
R_{lamp}
20kΩ
2,2kΩ
(a)
R_{lamp}
750 Ω
500 Ω
350 Ω
300 Ω
2
3
4
$V_{lamp(rms)}$
(b)

Figura 22.38

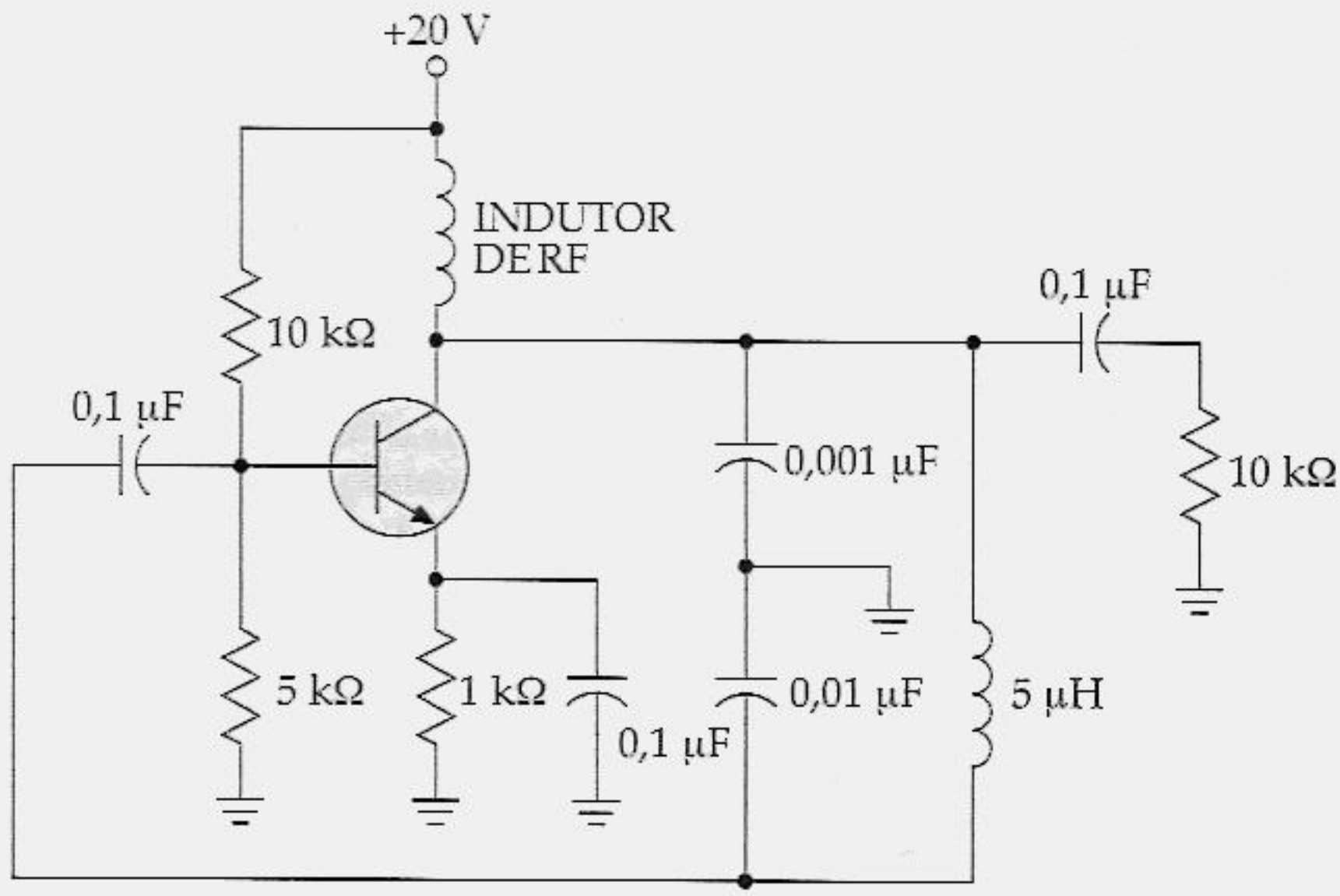


Figura 22.39

22.9 Qual a freqüência aproximada de oscilação do circuito da Figura 22.39? E o valor de B? Para iniciar a oscilação, qual o mínimo valor de A?

22.10 Se o oscilador da Figura 22.39 fosse reprojetado para se obter um amplificador BC similar ao da Figura 22.13, qual seria a fração de realimentação?

22.11 Se o valor de L for dobrado no circuito da Figura 22.39, qual será a freqüência de oscilação?

22.12 O que você pode fazer com a indutância do circuito da Figura 22.39 para dobrar a freqüência de oscilação?

Seção 22.5 Outros Osciladores *LC*

22.13 Se for conectado um capacitor de 47 pF em série com o indutor de 5 μH da Figura 22.39, o circuito irá se tornar um oscilador Clapp. Qual será a sua freqüência de oscilação?

22.14 Um oscilador Hartley como o da Figura 22.16*b* possui L_1 = 1 μH e L_2 = 0,2 μH. Qual a fração de realimentação? E a freqüência de oscilação se C = 1.000 pF? E o ganho de tensão mínimo necessário para iniciar a oscilação?

22.15 Um oscilador Armstrong possui M = 0,1 μH e L = 2 μH. Qual a fração de realimentação? Qual o ganho mínimo de tensão necessário para iniciar a oscilação?

Seção 22.6 Cristais de Quartzo

22.16 Um determinado cristal tem uma freqüência fundamental de 5 MHz. Qual o valor aproximado da primeira freqüência de sobretom? E do segundo sobretom? E do terceiro?

22.17 Um determinado cristal possui uma espessura t. Se você reduzir t em 1%, o que acontece com a freqüência?

22.18 Um determinado cristal possui esses valores: L = 1 H, C_s = 0,01 pF, R = 1 kΩ e C_m = 20 pF. Qual a freqüência ressonante em série? E a freqüência ressonante em paralelo? E o Q em cada freqüência?

PROBLEMAS PARA ANÁLISE DE DEFEITOS

22.19 A tensão de saída de um oscilador com ponte de Wien (Figura 22.38) aumenta, diminui ou permanece o mesmo para cada um dos seguintes defeitos?
a. Lâmpada aberta
b. Lâmpada em curto-circuito
c. Potenciômetro superior em curto-circuito
d. Tensão de alimentação 20% baixa
e. Resistor de 10 kΩ aberto

22.20 O oscilador Colpitts da Figura 22.39 não entra em oscilação. Liste pelo menos três possíveis problemas.

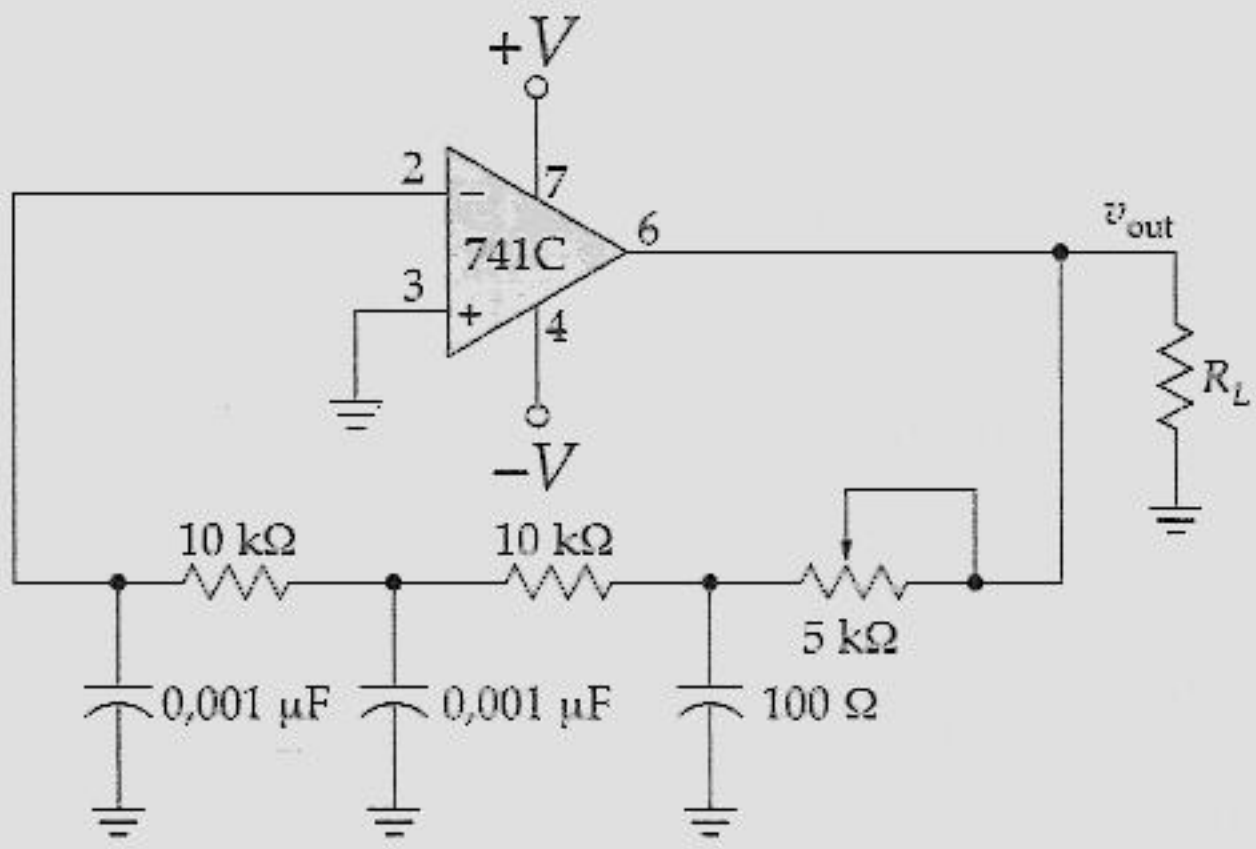


Figura 22.40

22.21 Suponha que você tenha projetado e construído um amplificador. Ele amplifica um sinal de entrada, mas a saída se mostra confusa no osciloscópio. No momento em que você toca o circuito, o sinal confuso desaparece, deixando o sinal perfeito. Que defeito você acha que é e como você tentaria eliminá-lo?

PROBLEMAS AVANÇADOS

22.22 Projete um oscilador com ponte de Wien similar ao da Figura 22.38*a* e que possua essas especificações: três escalas de freqüência de década abrangendo de 20 Hz a 20 kHz com tensão de saída de 5 V rms.

22.23 Selecione um valor de *L* no circuito da Figura 22.39 para obter uma freqüência de oscilação de 2,5 MHz.

22.24 A Figura 22.40 mostra um oscilador amp op de desvio de fase. Se $f_{2(CL)}$ = 1 kHz, qual o desvio de fase do circuito em 15,9 kHz?

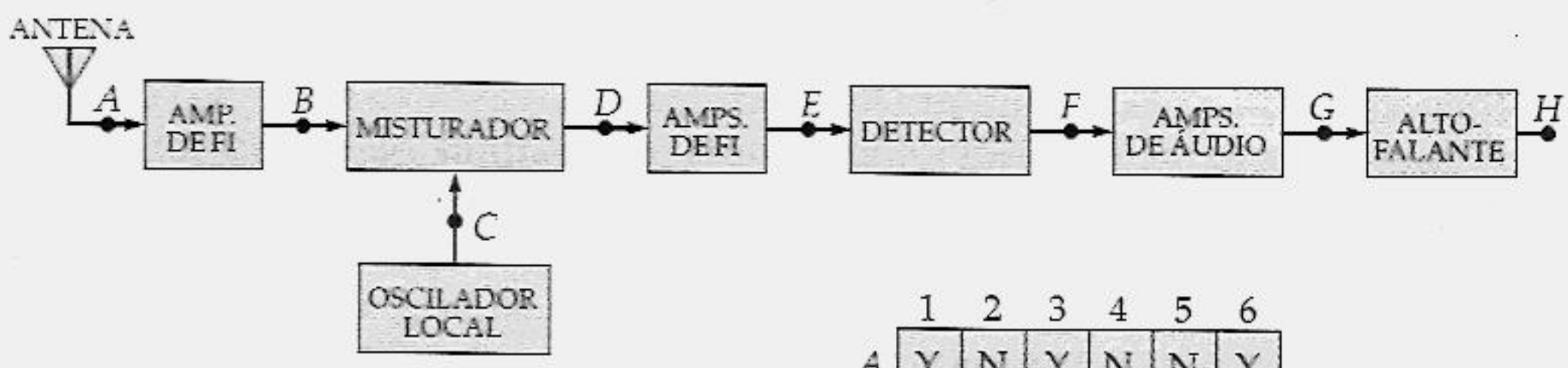
22.25 Um temporizador 555 é conectado de forma a operar como um monostável. Se R = 10 kΩ e C = 0,002 μF, qual a largura do pulso de saída?

22.26 Um temporizador 555 na configuração astável possui R_A = 10 kΩ, R_B = 2 kΩ e C = 0,0047 μF. Qual a freqüência de saída e o ciclo de trabalho?

22.27 Projete um circuito astável com o temporizador 555 que oscile em uma freqüência de 1 kHz e possua ciclo de trabalho de 75%.

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO VERIFICADOR DE DEFEITOS"

Utilize o circuito da Figura 22.41 para os problemas restantes. Com esse dispositivo você fará a análise de defeitos em nível de sistema, o que quer dizer que você identificará o bloco mais suspeito para um teste posterior. O sistema mostrado aqui é chamado de *receptor super-heteródino*. Esse é um típico diagrama em bloco de um rádio comum. A antena capta um sinal de rádio, que vai para o amplificador de RF. Esse é um amplificador de média freqüência que opera entre 535 e 1.605 kHz. O oscilador local é um Copitts cuja freqüência é 455 kHz maior do que a freqüência do amplificador de RF. O misturador (*mixer*) é um circuito que produz um sinal de saída com uma freqüência de 455 kHz. Esse sinal de saída misturado é amplificado pelo amplificador de FI. O detector converte o sinal em uma freqüência de áudio, que é amplificado pelo amplificador de áudio. Finalmente, o sinal alimenta um alto-falante que produz o som.



	1	2	3	4	5	6
A	Y	N	Y	N	N	Y
B	N	Y	N	Y	Y	Y
C	Y	N	Y	Y	Y	N
D	Y	Y	Y	N	N	Y
E	N	Y	N	Y	Y	N
F	Y	N	Y	Y	N	Y

T1	*T2*	*T3*	*T4*	*T5*	*T6*	*T7*	*T8*
V_A:*E4*	V_A:*C4*	V_A:*D3*	V_A:*B2*	V_A:*C6*	V_A:*E4*	V_A:*E5*	V_A:*C5*
V_B:*A2*	V_B:*D6*	V_B:*A1*	V_B:*F1*	V_B:*A4*	V_B:*A3*	V_B:*B6*	V_B:*D2*
V_C:*B6*	V_C:*F3*	V_C:*E5*	V_C:*B4*	V_C:*F5*	V_C:*B4*	V_C:*A4*	V_C:*A6*
V_D:*F2*	V_D:*D1*	V_D:*B5*	V_D:*C5*	V_D:*A2*	V_D:*C1*	V_D:*B3*	V_D:*B3*
V_E:*D5*	V_E:*A5*	V_E:*F4*	V_E:*A6*	V_E:*D4*	V_E:*F6*	V_E:*F2*	V_E:*F2*
V_F:*C2*	V_F:*E3*	V_F:*C3*	V_F:*D5*	V_F:*E3*	V_F:*D2*	V_F:*E6*	V_F:*E1*
V_G:*B1*	V_G:*C6*	V_G:*A4*	V_G:*B1*	V_G:*C6*	V_G:*D3*	V_G:*C2*	V_G:*A4*
V_H:*F5*	V_H:*D4*	V_H:*E6*	V_H:*E3*	V_H:*A2*	V_H:*F5*	V_H:*B1*	V_H:*E3*

Figura 22.41 "Dispositivo Verificador de Defeitos"™. (*Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.*)

Neste exercício, tudo o que você tem a fazer é identificar o bloco com defeito. Como não discutimos esse sistema em detalhes, limitaremos as medidas a Y (sim) e N (não), o que significa "Sim, há um sinal nesse ponto" ou "Não, não há sinal nesse ponto". Mesmo em sistemas complicados, um simples sim ou não muitas vezes é o que você precisa para identificar o bloco com defeito. Assim você pode fazer uma análise de defeitos em bloco em nível de componente, caso você queira. Nos problemas a seguir, as respostas possíveis são: antena, amplificador de RF, misturador (*mixer*), oscilador local, amplificador de FI, detector, amplificador de áudio e alto-falante.

22.28 Identifique o defeito 1.

22.29 Identifique o defeito 2.

22.30 Identifique os defeitos 3 e 4.

22.31 Identifique os defeitos 5 e 6.

22.32 Identifique os defeitos 7 e 8.

MAKRON Books

Capítulo 23

FONTES DE ALIMENTAÇÃO REGULADAS

O Capítulo 5 (volume 1) introduziu o diodo Zener, que é um dispositivo que possui uma tensão constante na região de ruptura. Com um diodo Zener, podemos construir um regulador de tensão simples que mantenha a tensão na carga constante. Agora discutiremos formas de melhorar a regulação de tensão. Neste capítulo, a realimentação negativa é utilizada para manter a tensão de saída quase constante, apesar da variação relativamente grande na tensão de linha e na corrente de carga. Embora a discussão comece com componentes discretos, ela termina com circuitos integrados, pois eles são normalmente utilizados em fontes de alimentação reguladas. Este capítulo conclui o assunto com o regulador chaveado, que é o tipo de regulador de tensão para grandes correntes de carga em baixas tensões, como aqueles que os computadores pessoais necessitam.

Após estudo deste capítulo, você deverá ser capaz de:

- Descrever a regulação por realimentação de tensão e a limitação de corrente.
- Fazer uma lista com as quatro características importantes das fontes de alimentação.
- Calcular a corrente de carga e a ondulação de saída de um dado circuito que utiliza um regulador de três terminais.
- Explicar a finalidade do transistor externo ao regulador.
- Descrever o funcionamento de reguladores chaveados.

23.1 REGULAÇÃO POR REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO

O coeficiente de temperatura de um diodo Zener varia de negativo para positivo entre 5 e 6 V. Por isso, os diodos Zener com tensões de ruptura nessa área terão coeficientes de temperatura de aproximadamente zero. Em aplicações críticas, as tensões Zener próximas de 6 V são utilizadas porque a tensão Zener é constante quando a temperatura varia ao longo de uma grande faixa. Essa alta estabilidade da tensão Zener, às vezes chamada de *tensão de referência*, pode ser amplificada com um amplificador com realimentação negativa para se obter uma tensão de saída mais alta que tenha a mesma estabilidade de temperatura que a tensão de referência.

Idéia Básica

A Figura 23.1*a* mostra um *regulador de tensão* discreto. O transistor Q_2 é chamado de *transistor de passagem* pois toda a corrente de carga passa por ele. Observe que um divisor de tensão amostra a tensão de saída V_{out} e libera uma tensão de realimentação V_F para a base de Q_1. A tensão de realimentação V_F controla a corrente do coletor de Q_1.

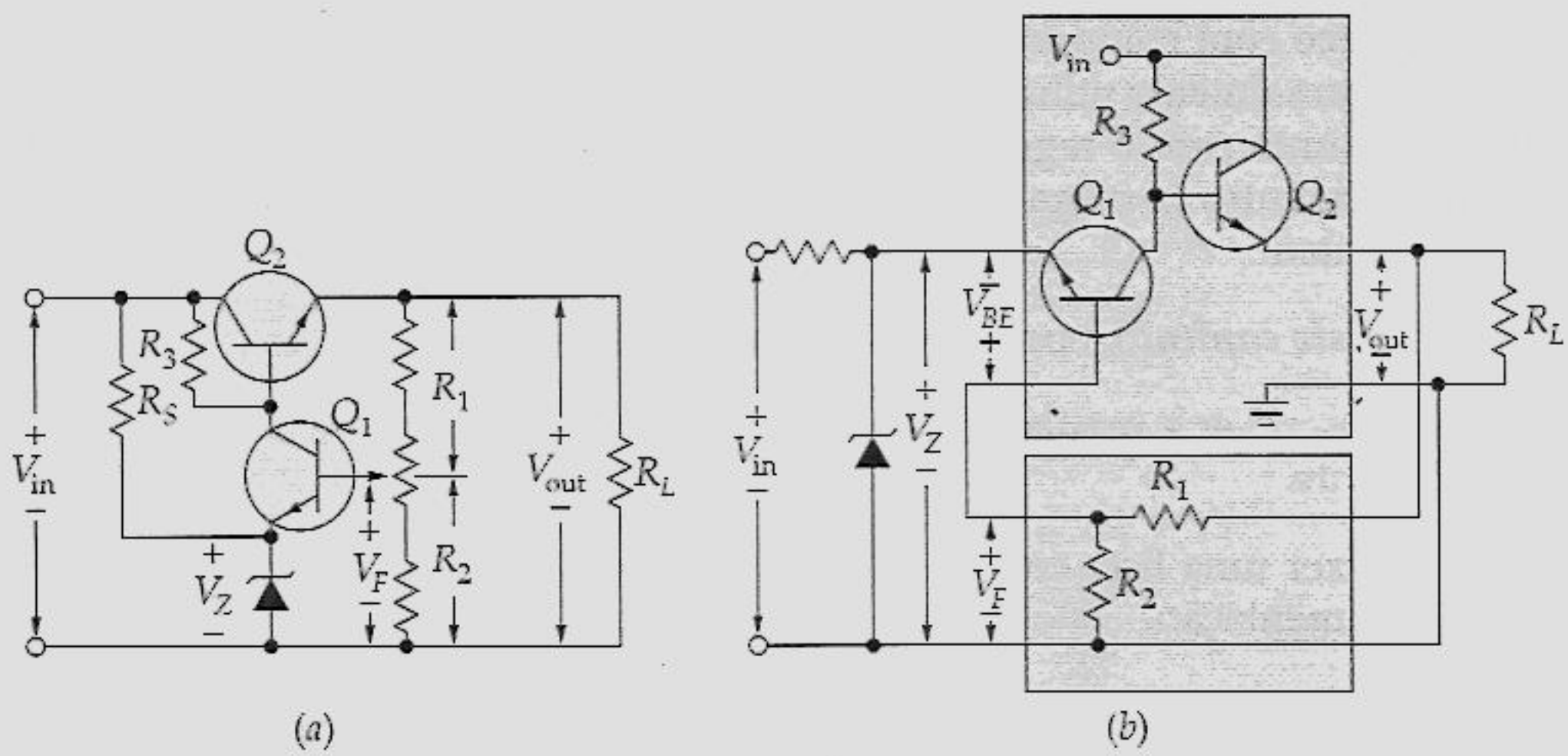


Figura 23.1 Regulador de tensão discreto: (*a*) circuito; (*b*) redesenhado para enfatizar as seções do ganho e da realimentação.

A tensão *cc* de entrada V_{in} provém de uma fonte de alimentação não-regulada. Tipicamente, V_{in} tem uma ondulação (*ripple*) de pico a pico de cerca de 10% da tensão *cc*. Mas a tensão de saída V_{out} praticamente não tem ondulação, sendo quase que

perfeitamente constante, mesmo que a tensão de entrada e a corrente de carga possam variar. Por quê? Porque qualquer variação na tensão de saída produz uma tensão de erro que compensa automaticamente a variação tentada.

Por exemplo, se V_{out} tentar aumentar, mais V_F realimenta a base de Q_1, produzindo uma corrente de coletor em Q_1 maior através de R_3 e uma tensão menor para a base de Q_2. A tensão de base reduzida, que vai para o seguidor de emissor Q_2, resulta em uma tensão de saída menor. Analogamente, se a tensão de saída tentar diminuir, haverá menos tensão na base de Q_1, mais tensão na base de Q_2 e uma maior tensão de saída.

Tensão de Saída

A Figura 23.1*b* mostra o circuito redesenhado para facilitar o reconhecimento do amplificador e do circuito de realimentação negativa. A tensão de referência V_Z é a entrada para o emissor do primeiro estágio, que alimenta um seguidor de emissor. A tensão de saída V_{out} é aplicada a um divisor de tensão para produzir uma tensão de realimentação V_F para a base de Q_1. A fração de realimentação é

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

O ganho de tensão de malha fechada é

$$A_{CL} = \frac{1}{B}$$

ou

$$A_{CL} = \frac{R_1}{R_2} + 1 \tag{23.1}$$

Na Figura 23.1*a*, a tensão de realimentação é aplicada à base de Q_1. Essa tensão pode ser escrita como

$$V_F = V_Z + V_{BE}$$

Como $V_F = BV_{out}$,

$$BV_{out} = V_Z + V_{BE}$$

ou

$$V_{out} = \frac{V_Z + V_{BE}}{B}$$

ou

$$V_{out} = A_{CL}(V_Z + V_{BE}) \tag{23.2}$$

Portanto, a tensão regulada de saída é igual ao ganho de tensão de malha fechada vezes a soma da tensão Zener com a tensão base-emissor.

Devido ao ganho de tensão da malha fechada, podemos usar uma tensão Zener baixa (5 a 6 V), na qual o coeficiente de temperatura se aproxima de zero. A tensão de saída amplificada tem então o mesmo coeficiente de temperatura. O potenciômetro da Figura 23.1*a* nos permite ajustar a tensão de saída para o valor exato exigido numa determinada aplicação. Desta forma, podemos ajustar a tensão de saída para conseguir a tolerância adequada às tensões Zener, às quedas V_{BE} e aos resistores de realimentação. Uma vez ajustado o potenciômetro para a tensão de saída desejada, V_{out} permanece praticamente constante, independentemente das variações na tensão da linha ou na corrente de carga.

Dissipação de Potência no Transistor de Passagem

O transistor de passagem (o seguidor de emissor) está em série com a carga. É por isso que o circuito é chamado *regulador em série*. A principal desvantagem de um regulador em série é a dissipação de potência no transistor de passagem:

$$P_D = V_{CE}I_C \tag{23.3}$$

Quando a corrente de carga for intensa, o transistor de passagem precisa dissipar muita potência. Isto implica maiores dissipadores de calor e uma fonte de alimentação mais potente. Em alguns casos, pode ser necessário um ventilador para eliminar o excesso de calor.

Exemplo 23.1

Freqüentemente você vê um par Darlington utilizado como transistor de passagem num regulador em série. Isto permite que o regulador alimente resistores de carga. Quais os valores máximo e mínimo da tensão de saída na Figura 23.2?

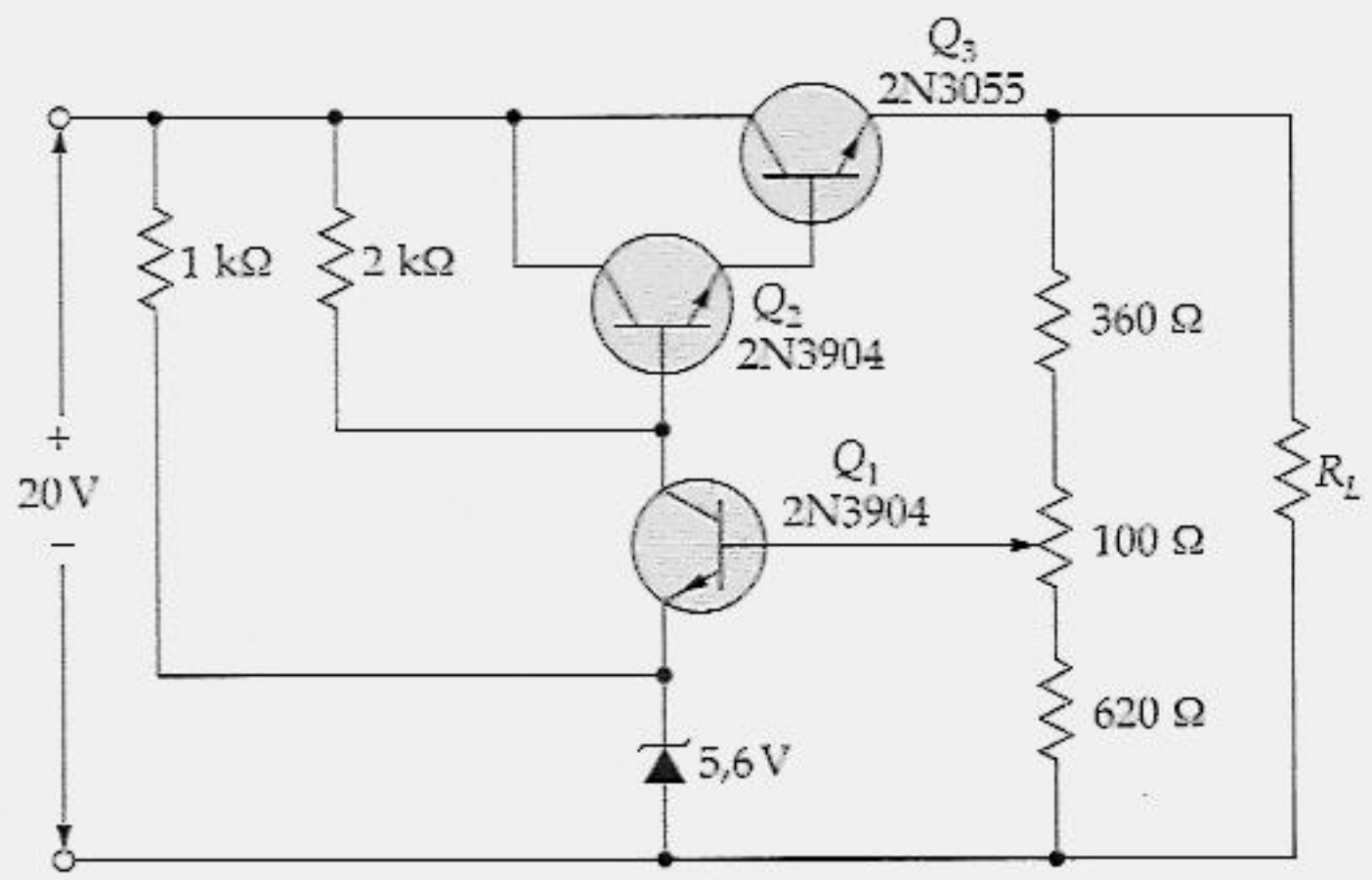


Figura 23.2 Par Darlington usado como um transistor de passagem para aumentar a corrente máxima de carga.

Solução

O ganho de tensão de malha fechada é dado por $A_{CL} = R_1/R_2 + 1$. Se o cursor for deslocado totalmente para cima, então $R_1 = 360\ \Omega$ e $R_2 = 720\ \Omega$. Neste caso,

$$A_{CL} = \frac{360}{720} + 1 = 1{,}5$$

e a tensão de saída regulada é

$$V_{out} = 1{,}5(5{,}6\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V}) = 9{,}45\ \text{V}$$

Por outro lado, quando o cursor é deslocado totalmente para baixo, $R_1 = 460\ \Omega$ e $R_2 = 620\ \Omega$. Agora,

$$A_{CL} = \frac{460}{620} + 1 = 1{,}74$$

e

$$V_{out} = 1{,}74(5{,}6\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V}) = 11\ \text{V}$$

Assim podemos ajustar a tensão de saída regulada entre 9,45 e 11 V. Há uma outra forma para determinar a tensão de saída utilizando apenas a lei de Ohm. Na Figura 23.2, imagine o cursor do potenciômetro na extremidade superior. Então a tensão sobre o resistor R_2 do divisor de tensão é

$$V = 5{,}6\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V} = 6{,}3\ \text{V}$$

A corrente através de R_2 é

$$I = \frac{6{,}3\ \text{V}}{720\ \Omega} = 8{,}75\ \text{mA}$$

Essa corrente vezes a resistência total do divisor de tensão fornece a tensão de saída:

$$V_{out} = (8{,}75\ \text{mA})(360\ \Omega + 720\ \Omega) = 9{,}45\ \text{V}$$

De uma forma análoga, você pode calcular uma tensão de saída de 11 V quando o cursor do potenciômetro estiver na extremidade inferior.

Exemplo 23.2

Na Figura 23.2, $V_{out} = 10$ V e $R_L = 5\ \Omega$. Se o 2N3055 tiver um β_{cc} de 50 e o 2N3904 tiver um β_{cc} de 100, qual a corrente através do diodo Zener?

Solução

Como V_L é 10 V e R_L é 5 Ω, a corrente de carga é

$$I_L = \frac{10\ \text{V}}{5\ \Omega} = 2\ \text{A}$$

A corrente através do divisor de tensão é

$$I = \frac{10\ \text{V}}{1{,}08\ \text{k}\Omega} = 9{,}26\ \text{mA}$$

Este valor é muito pequeno comparado com 2 A. Portanto, a corrente total de emissor através do 2N3055 é de aproximadamente 2 A e a corrente de base é aproximadamente

$$I_B = \frac{2\ \text{A}}{50} = 40\ \text{mA}$$

O 2N3904 tem de alimentar os 40 mA da corrente da base do 2N3055. O que significa que a corrente de base do 2N3904 é

$$I_B = \frac{40\ \text{mA}}{100} = 0{,}4\ \text{mA}$$

Devido às duas quedas de tensão V_{BE}, a tensão na extremidade inferior do resistor de 2 kΩ é

$$V = 10\ \text{V} + 2(0{,}7\ \text{V}) = 11{,}4\ \text{V}$$

A corrente através do resistor de 2 kΩ é

$$I = \frac{20\ \text{V} - 11{,}4\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 4{,}3\ \text{mA}$$

Esta corrente se divide na corrente de base do 2N3904 de cima e na corrente de coletor do 2N3904 de baixo. Portanto, o 2N3904 de baixo tem uma corrente de coletor de

$$I_C = 4{,}3\ \text{mA} - 0{,}4\ \text{mA} = 3{,}9\ \text{mA}$$

A corrente através do resistor de 1 kΩ é

$$I = \frac{20\ \text{V} - 5{,}6\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 14{,}4\ \text{mA}$$

A corrente total através do diodo Zener é a soma da corrente através do resistor de 1 kΩ e da corrente de emissor de Q_1.

$$I_Z = 14{,}4\ \text{mA} + 3{,}9\ \text{mA} = 18{,}3\ \text{mA}$$

Exemplo 23.3

Calcule a dissipação de potência de um 2N3055 no circuito da Figura 23.2 para uma tensão de carga de 10 V e uma corrente de carga de 2 A.

Solução

A tensão de coletor do 2N3055 é de 20 V e a tensão de emissor é de 10 V. A tensão entre o coletor e o emissor é

$$V_{CE} = 20\ \text{V} - 10\ \text{V} = 10\ \text{V}$$

A potência dissipada é o produto de V_{CE} por I_C. Como a corrente de carga é de 2 A,

$$P_D = (10\ \text{V})(2\ \text{A}) = 20\ \text{W}$$

Esta é uma quantidade razoável de potência se você pensar em uma lâmpada incandescente com potência padrão mais próxima (25 W). Devido à grande quantidade de calor dissipado pelo transistor, o 2N3055 precisaria de um dissipador de calor para manter a temperatura da sua junção em um nível seguro.

23.2 LIMITAÇÃO DE CORRENTE

O regulador em série da Figura 23.2 não tem *proteção contra curto-circuito*. Se acidentalmente colocarmos em curto-circuito os terminais da carga, obteremos uma enorme corrente de carga que destruirá o transistor de passagem. Isto também pode destruir um ou mais diodos da fonte de alimentação que alimenta o regulador em série. Para evitar essa possibilidade, as fontes de alimentação reguladas geralmente incluem um *limitador de corrente*.

Uma Observação a mais no Joelho da Curva do Diodo

A Figura 23.3 mostra a curva de transcondutância de um transistor de silício. Se a parte linear dessa curva for estendida para baixo, ela intercepta o eixo V_{BE} no valor de aproximadamente 0,7 V. Isto é típico de transistores de silício e é a base para as aproximações do diodo discutidas no volume anterior. Na aproximação ideal, desconsideramos a tensão de joelho. Na segunda aproximação, incluímos a tensão de joelho. Na terceira aproximação, acrescentamos a queda de tensão através da resistência de corpo do diodo. Para discutir a limitação de corrente, temos de dar mais um passo. Precisamos utilizar uma quarta aproximação.

Na Figura 23.3, você pode ver que existe uma pequena corrente quando a tensão no diodo está entre aproximadamente 0,6 e 0,7 V. Nessa região, o diodo está sendo submetido a uma transição do estado de não-condução para o de condução. Na quarta aproximação de um diodo, consideramos o diodo desligado quando a tensão estiver abaixo de 0,6 V, ligado quando a tensão estiver acima de 0,7 V e na região de transição quando a tensão estiver entre 0,6 e 0,7 V.

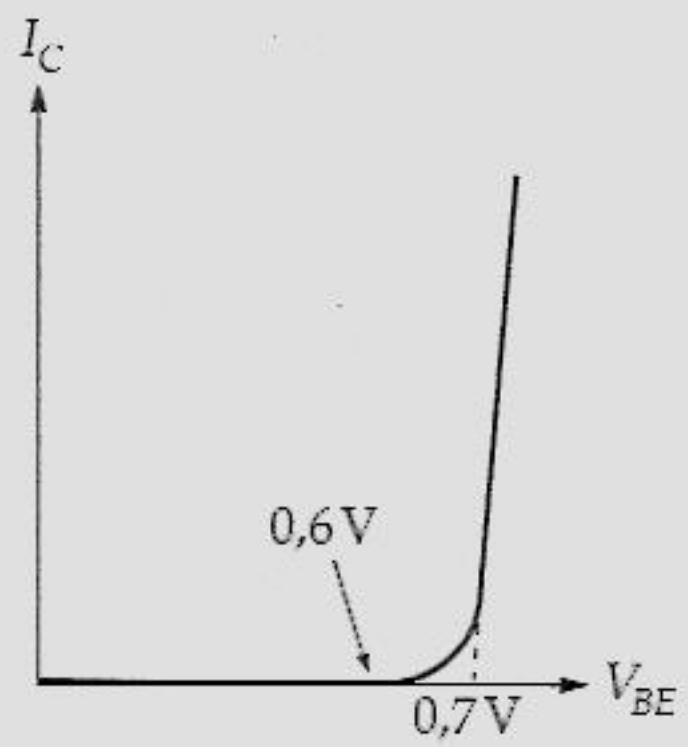


Figura 23.3 Curva característica do diodo.

Limitação Simples

A Figura 23.4 mostra uma forma de limitar a corrente de carga em valores seguros, mesmo que os terminais de saída sejam curto-circuitados. O resistor R_4 é chamado de *resistor sensor de corrente*. Esse resistor produz uma tensão que é aplicada aos terminais base-emissor de Q_3. Se a corrente de carga for muito grande, a tensão sobre R_4 ligará Q_3. Por sua vez, esta ação produzirá a limitação de corrente.

Eis os detalhes de como funciona a limitação de corrente: quando a corrente de carga for menor do que 600 mA, a tensão sobre R_4 será menor do que 0,6 V. Nesse caso, Q_3 está em corte e o regulador funciona como descrito anteriormente. Quando a corrente de carga for maior do que 600 mA, a tensão sobre R_4 será maior do que 0,6 V, que liga Q_3. A corrente de coletor de Q_3 circula através de R_3 e diminui a tensão na base de Q_2. Isto diminui a tensão na carga. Na realidade, temos uma realimentação negativa, pois o aumento inicial na corrente de carga produz uma diminuição na tensão de carga. Essa realimentação negativa se torna mais intensa para um V_{BE} entre 0,6 e 0,7 V.

Eis uma explicação resumida: considere que R_L seja diminuída do infinito para zero no circuito da Figura 23.4. Isto significa que a corrente de carga é aumentada de zero para valores mais altos. Em algum ponto, na faixa de 600 a 700 mA, Q_3 liga e diminui a tensão na base de Q_2. Como Q_2 está na configuração de seguidor de emissor, a tensão na carga diminui. Uma diminuição adicional em R_L aumenta a corrente de carga e diminui a tensão na mesma.

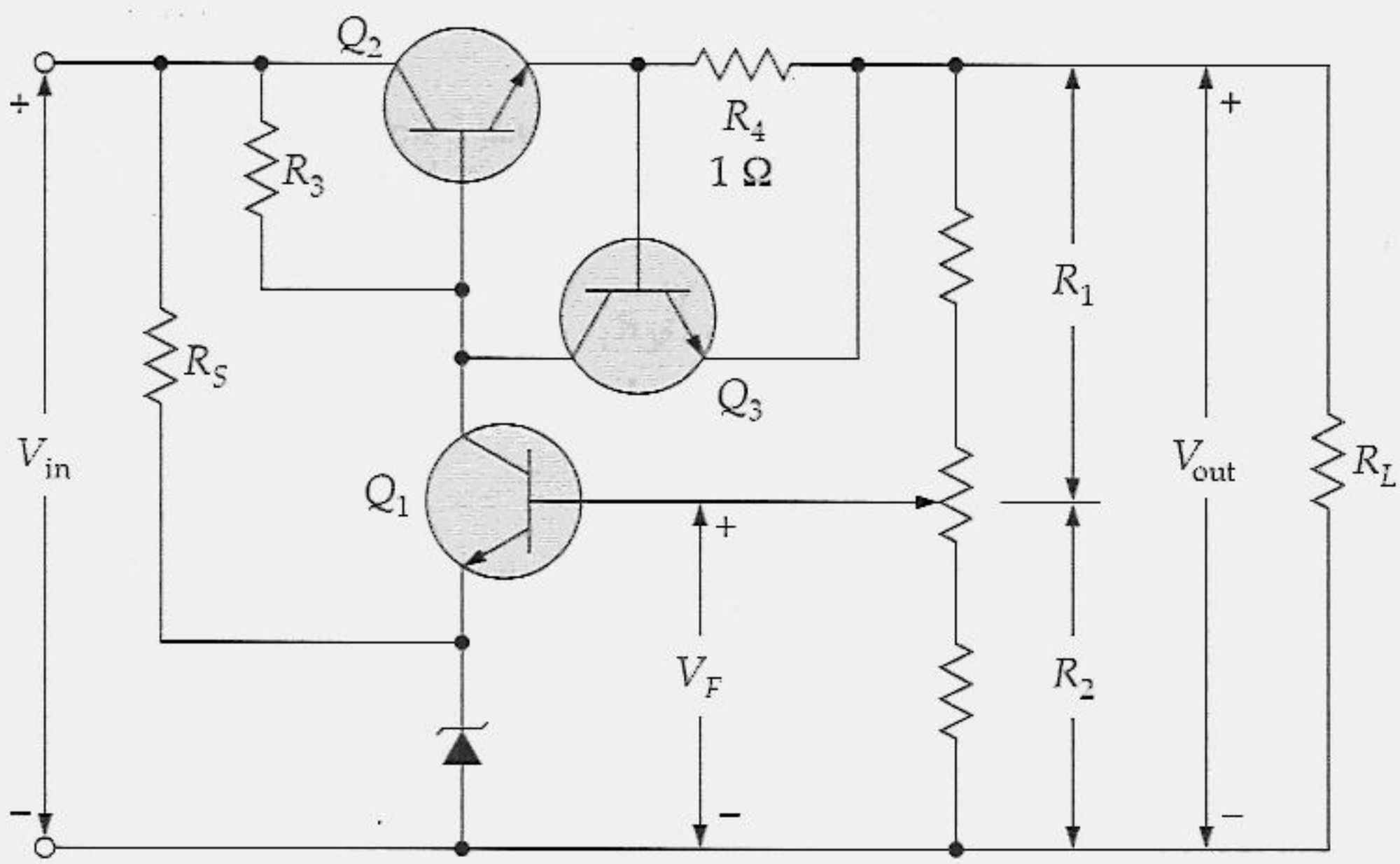


Figura 23.4 Regulador de tensão com limitação simples de corrente.

A Figura 23.5 resume a limitação de corrente. Quando R_L for infinita, a tensão de saída será regulada e terá um valor de V_{reg}. A corrente de carga será zero para essa condição. Quando R_L diminui, a corrente de carga aumenta até o ponto em que R_L for igual a $R_{mín}$. A esta resistência mínima, I_L é igual a 600 mA e V_{BE} é igual a 0,6 V. Acima desse ponto, Q_3 liga e a limitação de corrente começa. Uma diminuição adicional em R_L produz uma diminuição na tensão de carga, perdendo-se a regulação. Quando R_L for zero, a corrente de carga será limitada em um valor entre 600 e 700 mA.

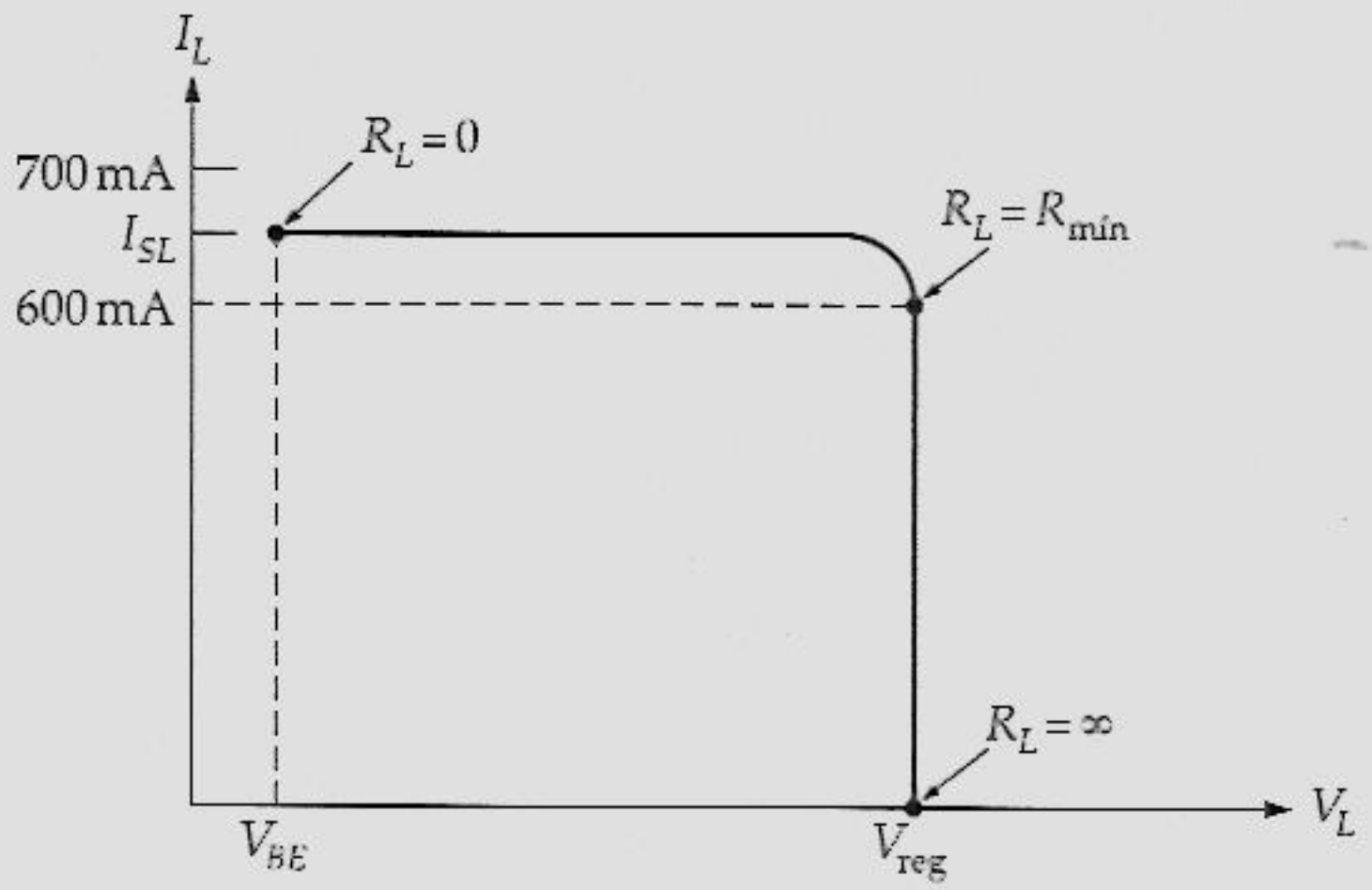


Figura 23.5 Corrente *versus* tensão de carga com limitação simples de corrente.

A corrente de carga com a *carga curto-circuitada* é simbolizada por I_{SL}. Quando os terminais da carga forem curto-circuitados no circuito da Figura 23.4, a tensão sobre R_4 será

$$V_{BE} = I_{SL}R_4$$

ou

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4} \tag{23.4}$$

na qual V_{BE} está tipicamente entre 0,6 e 0,7 V.

A mínima resistência de carga na qual se perde a regulação pode ser estimada com esta equação:

$$R_{mín} = \frac{V_{reg}}{I_{SL}} \tag{23.5}$$

O valor exato de $R_{mín}$ será ligeiramente maior ou menor do que este, mas a Equação (23.5) é excelente para a análise de defeitos e projetos preliminares.

Desvantagens da Limitação Simples

A limitação simples da corrente que acabamos de descrever constitui uma grande melhoria porque ela protege o transistor de passagem e os diodos retificadores no caso de os terminais da carga acidentalmente entrarem em curto-circuito. Mas ela tem a desvantagem de uma dissipação de potência relativamente grande no transistor de passagem quando os terminais da carga estão em curto-circuito. Com um curto-circuito através da carga, praticamente toda a tensão de entrada aparece sobre o transistor de passagem. Portanto, tem de dissipar aproximadamente

$$P_D = (V_{in} - V_{BE})I_{SL} \tag{23.6}$$

onde V_{BE} é a tensão base-emissor de Q_3, que é o transistor de limitação de corrente.

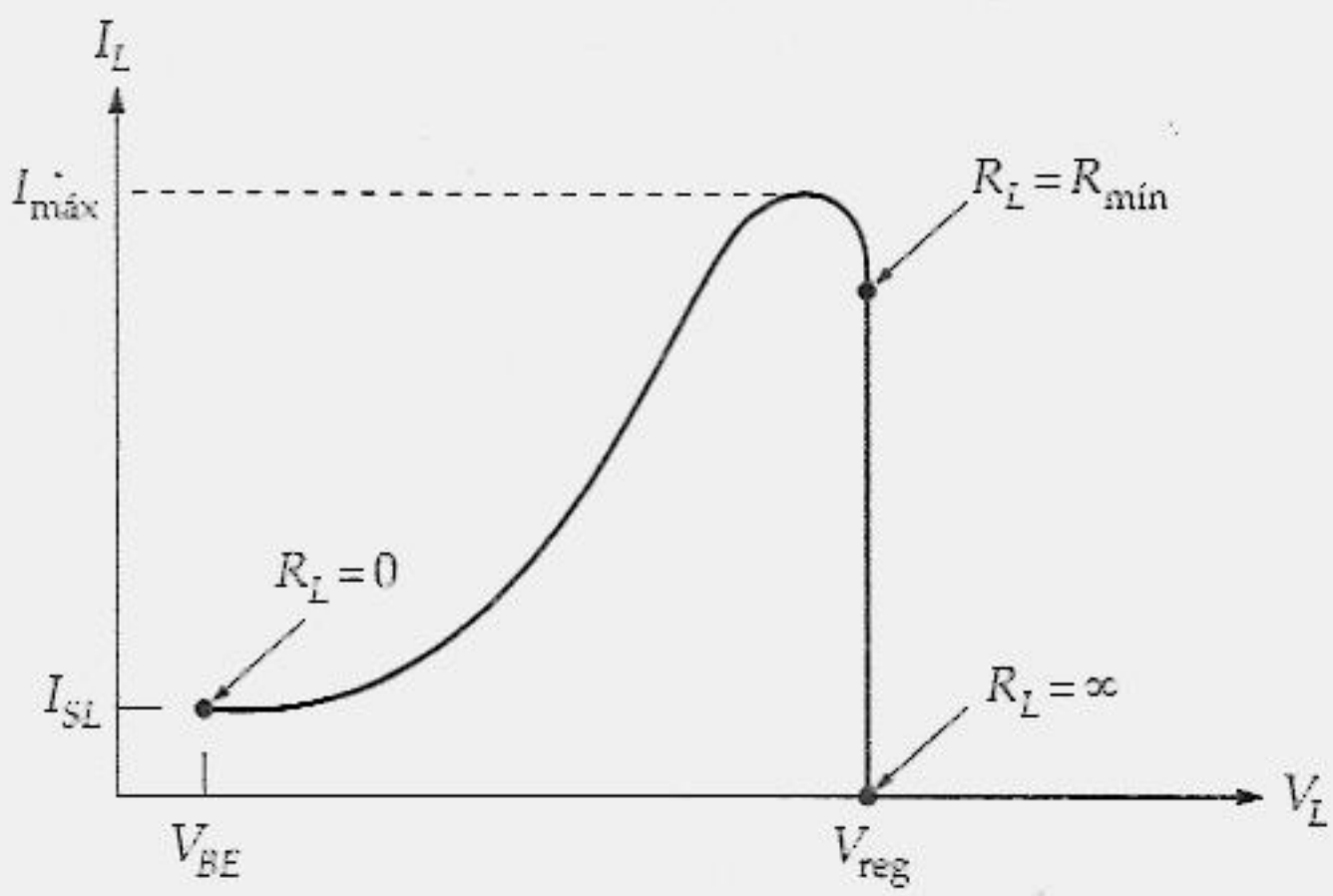


Figura 23.6 Corrente *versus* tensão de carga com limitação por desdobramento de corrente.

Se o valor de P_D se tornar um problema de projeto, o próximo nível de projeto é o de *limitação por desdobramento de corrente*. A Figura 23.6 ilustra a vantagem desse tipo de limitação de corrente. Como antes, a tensão na carga é regulada para uma resistência de carga entre infinita e $R_{mín}$. Quando a resistência de carga diminui para um valor menor do que $R_{mín}$, começa a limitação de corrente. Porém, com a limitação por desdobramento de corrente, valores menores para R_L fazem diminuir a corrente de carga como também a tensão. Quando R_L for zero, a corrente de carga será muito menor do que a corrente máxima. Por causa disso, o valor de P_D na Equação (23.6) será muito menor. Como resultado, um regulador de tensão com limitação por desdobramento de corrente é capaz de trabalhar com correntes de carga muito maiores do que um com limitação simples de corrente.

Circuito de Desvio (*Bypass*) Dominante

O estágio Q_1, no circuito da Figura 23.4, tem um desvio de fase de – 180°. Em altas freqüências, esse estágio tem um circuito de derivação na base e um no coletor, sendo que cada um produz um desvio de fase entre 0 e – 90°. O estágio Q_2 também tem algum desvio de fase em altas freqüências. Portanto, o ganho do circuito pode ser maior do que 1, quando o desvio de fase ao longo do circuito se tornar de – 360°, que equivale a 0°. Para evitar a possibilidade de oscilações, podemos acrescentar um capacitor grande no circuito da base do estágio Q_1, como mostra a Figura 23.7. Isto proporciona ao regulador de tensão um circuito de desvio (*bypass*) dominante que evita oscilações, como discutido na Seção 22.7.

Exemplo 23.4

O cursor do potenciômetro do circuito da Figura 23.7 está no centro do seu percurso. Se a tensão de entrada for de 15 V, qual a tensão de saída do regulador?

Solução

A resistência abaixo do cursor é

$$R_2 = 2{,}7\ \text{k}\Omega + 500\ \Omega = 3{,}2\ \text{k}\Omega$$

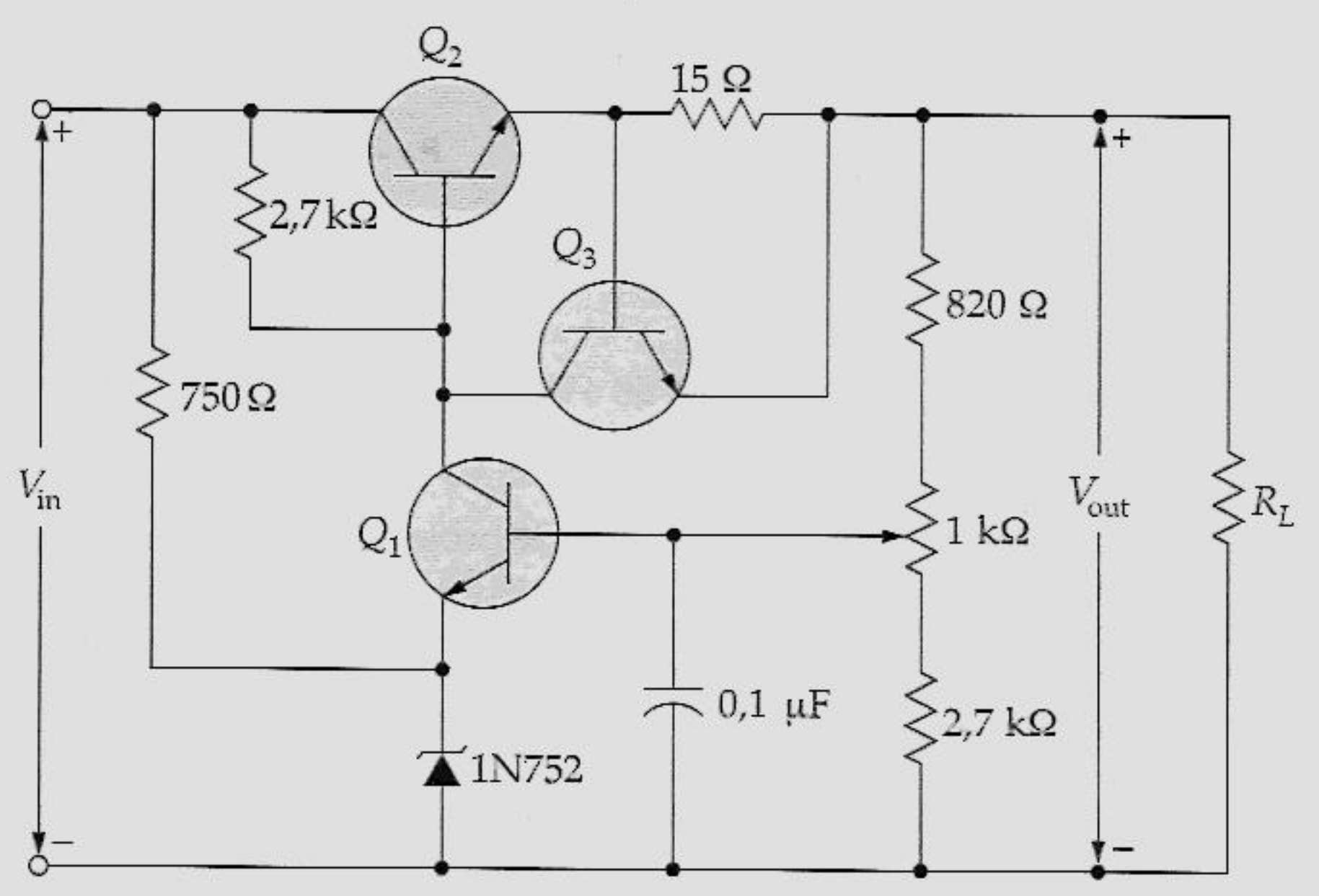


Figura 23.7 Exemplo.

A fração de realimentação é

$$B = \frac{3{,}2\ \text{k}\Omega}{820\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega + 2{,}7\ \text{k}\Omega} = 0{,}708$$

O ganho de tensão de malha fechada é

$$A_{CL} = \frac{1}{0{,}708} = 1{,}41$$

Um 1N752 (veja o Apêndice) tem uma tensão Zener de

$$V_Z = 5{,}6\ \text{V}$$

Com a Equação (23.2), a tensão de saída é

$$V_{out} = 1{,}41(5{,}6\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V}) = 8{,}88\ \text{V}$$

Eis uma outra forma de resolver o problema: depois que você encontrar a fração de realimentação de 0,708, o próximo passo é estabelecer essa equação:

$$\frac{V_F}{V_{out}} = 0{,}708$$

que pode ser escrita como

$$V_{out} = \frac{V_F}{0{,}708}$$

Na Figura 23.7, você pode ver que a tensão Zener mais a tensão base-emissor de Q_1 é

$$V_F = 5{,}6\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V} = 6{,}3\ \text{V}$$

Agora, resolva para V_{out}:

$$V_{out} = \frac{6{,}3\ \text{V}}{0{,}708} = 8{,}9\ \text{V}$$

Eis uma terceira forma de resolver o problema: a tensão de realimentação é dada por

$$V_F = 5{,}6\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V} = 6{,}3\ \text{V}$$

A tensão de realimentação está entre o cursor e o lado comum do circuito. Como a tensão de realimentação aparece sobre

$$R_2 = 500\ \Omega + 2{,}7\ \text{k}\Omega = 3{,}2\ \text{k}\Omega$$

a corrente através do divisor de tensão é

$$I = \frac{6{,}3\ \text{V}}{3{,}2\ \text{k}\Omega} = 1{,}97\ \text{mA}$$

Como a resistência total do divisor de tensão é

$$R = 820\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega + 2{,}7\ \text{k}\Omega = 4{,}52\ \text{k}\Omega$$

a tensão de saída é

$$V_{out} = (1{,}97\ \text{mA})(4{,}52\ \text{k}\Omega) = 8{,}9\ \text{V}$$

Exemplo 23.5

Qual a corrente com a carga em curto-circuito na Figura 23.7? Com o cursor do potenciômetro no centro, qual a mínima resistência de carga em que se perde a regulação? Se a tensão de entrada for de 15 V, qual a dissipação de potência do transistor de passagem no momento em que a resistência de carga for curto-circuitada?

Solução

Observe o resistor sensor de corrente no circuito da Figura 23.7. Sua resistência é de 15 Ω. Quando a tensão sobre esse resistor estiver entre 0,6 e 0,7 V, a limitação de corrente iniciará. Utilizaremos um $V_{BE} = 0{,}7$ V em nossos cálculos para a corrente de carga em curto-circuito. Aplicando-se a lei de Ohm ao resistor sensor de corrente, temos

$$I_{SL} = \frac{0{,}7\ \text{V}}{15\ \Omega} = 46{,}7\ \text{mA}$$

No Exemplo 23.4, encontramos $V_{out} = 8{,}9$ V. Aplicando-se a lei de Ohm ao resistor de carga, temos

$$R_{mín} = \frac{8{,}9\ \text{V}}{46{,}7\ \text{mA}} = 191\ \Omega$$

Essa é a menor resistência de carga que pode ser utilizada sem que se perca a regulação de tensão.

Quando o resistor de carga for curto-circuitado, ocorrerá a limitação de corrente e sobre o resistor sensor de corrente terá 0,7 V. A tensão sobre o transistor de passagem será de

$$V_{CE} = 15\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 14{,}3\ \text{V}$$

A corrente através desse transistor será igual à corrente de carga em curto-circuito, que é de 46,7 mA. Portanto, a dissipação de potência será de

$$P_D = (14{,}3\ \text{V})(46{,}7\ \text{mA}) = 668\ \text{mW}$$

23.3 CARACTERÍSTICAS DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A qualidade de uma fonte de alimentação depende da sua tensão de carga, da corrente de carga, da regulação de tensão e de outros fatores. Nesta seção, vamos estudar algumas características de fontes de alimentação reguladas.

Regulação de Carga

A Figura 23.8 mostra um diagrama em bloco de um retificador em ponte com um filtro capacitivo acionando um regulador de tensão. A *regulação de carga*, abreviada por LR (também chamada de *efeito de carga*), é a variação na tensão de saída regulada quando a corrente de carga varia do valor mínimo para o máximo:

$$\text{LR} = V_{NL} - V_{FL} \tag{23.7}$$

onde LR = regulação de carga

V_{NL} = tensão da carga sem corrente de carga

V_{FL} = tensão da carga com corrente de carga máxima

Essa é a fórmula de definição. Nessa equação, V_{NL} ocorre quando a resistência de carga for infinita e V_{FL} ocorre quando o seu valor for mínimo, que é o valor no qual perde-se a regulação. Por exemplo, se a tensão de carga for de 10 V, com uma corrente de carga zero, e 9,9 V, com uma corrente máxima, então

$$\text{LR} = 10\text{ V} - 9{,}9\text{ V} = 0{,}1\text{ V}$$

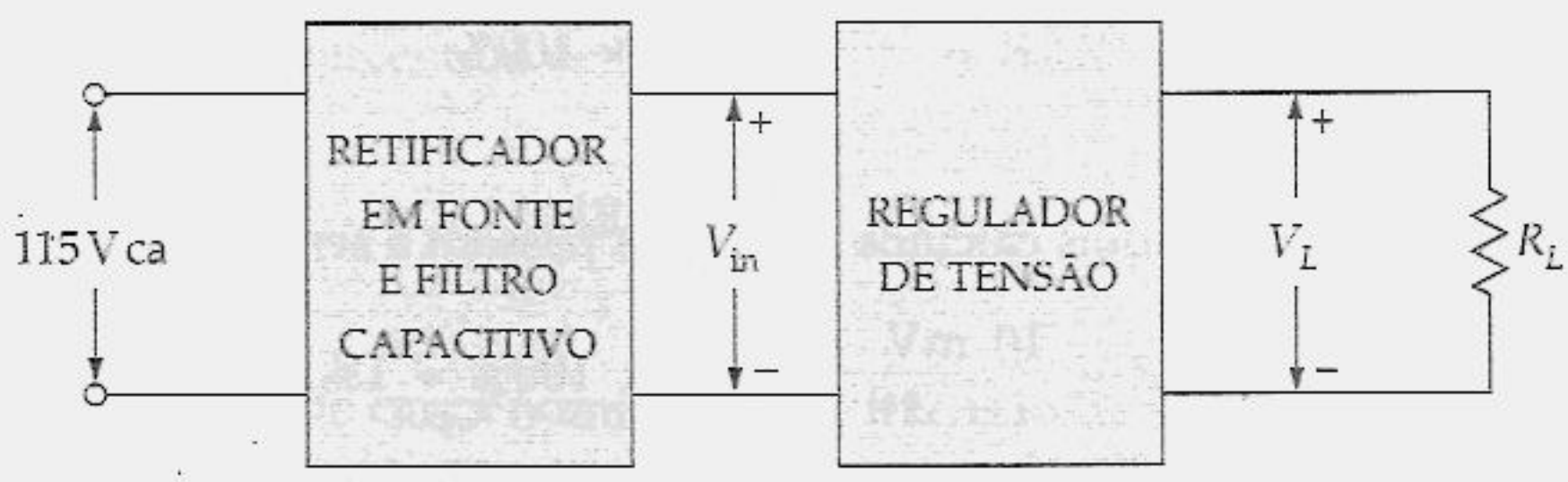


Figura 23.8 Regulação de carga e de linha.

Como um outro exemplo, a fonte de alimentação 6214A da Hewlett-Packard é uma fonte regulada com uma tensão de carga máxima de 10 V e uma corrente de carga máxima de 1 A. A sua folha de dados fornece uma regulação de carga de 4 mV. Isto significa que a tensão de carga varia somente 4 mV quando a corrente de carga varia de 0 a 1 A.

A regulação de carga é expressa freqüentemente como uma percentagem, dividindo a regulação de carga pela tensão com carga máxima e multiplicando o resultado por 100%:

$$\%\text{LR} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\% \tag{23.8}$$

Por exemplo, se a tensão sem carga for de 10 V e a tensão com carga máxima for de 9,9 V, então a regulação percentual de carga será

$$\%\text{LR} = \frac{10\ \text{V} - 9{,}9\ \text{V}}{9{,}9\ \text{V}} \times 100\% = 1{,}01\%$$

Um outro exemplo, se a variação na tensão de carga for de 4 mV e a tensão sem carga for de 10 V:

$$\%\text{LR} = \frac{4\ \text{mV}}{9{,}996\ \text{V}} \times 100\% = 0{,}04\%$$

Nos dois últimos cálculos, o denominador da fração estava muito próximo da tensão sem carga. Muitos engenheiros e técnicos utilizam a seguinte aproximação para a Equação (23.8):

$$\%\text{LR} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{NL}} \times 100\% \tag{23.9}$$

Com essa aproximação, os dois cálculos anteriores passam a ser estes:

$$\%\text{LR} = \frac{10\ \text{mV} - 9{,}9\ \text{V}}{10\ \text{V}} \times 100\% = 1\%$$

e

$$\%\text{LR} = \frac{4\ \text{mV}}{10\ \text{V}} \times 100\% = 0{,}04\%$$

Regulação de Linha

Na Figura 23.8, a tensão de linha de entrada tem um valor nominal de 115 V. Dependendo da demanda de eletricidade em uma dada área do país, essa tensão de linha pode ser diferente de 115 V. Na verdade, a tensão de linha na sua tomada pode variar muito entre os horários de pico e os de menor demanda. Como essa tensão está na entrada de um retificador em ponte, a saída filtrada desse retificador é quase que diretamente proporcional à tensão de linha. Como você pode ver na Figura 23.8, a saída filtrada do retificador em ponte é a entrada do regulador de tensão.

Uma outra forma de especificar a qualidade de uma fonte de alimentação regulada é pela sua *regulação de linha* (também conhecida por *efeito de fonte* ou *regulação de fonte*). Abreviada por SR, a regulação de linha é definida como a variação na tensão regulada de carga para uma variação especificada na tensão de linha, que é tipicamente de 115 V ± 10%. A equação da definição é

$$\mathrm{SR} = V_{HL} - V_{LL} \tag{23.10}$$

onde SR = regulação de linha

V_{HL} = tensão de carga com tensão de linha alta

V_{LL} = tensão de carga com tensão de linha baixa

Como exemplo, se a tensão de carga for de 10 V ± 0,3 V para uma tensão de linha de 115 V ± 10%, então

$$\mathrm{SR} = 10{,}3\ \mathrm{V} - 9{,}7\ \mathrm{V} = 0{,}6\ \mathrm{V}$$

Como comparação, uma fonte de alimentação de qualidade como a 6214A da Hewlett-Packard tem uma SR = 4 mV.

A regulação percentual de linha é

$$\%\mathrm{SR} = \frac{\mathrm{SR}}{\mathrm{V_{nom}}} \times 100\% \tag{23.11}$$

onde V_{nom} é a tensão de carga nominal, que é a tensão de saída sob condições típicas de operação. Por exemplo, se a variação na tensão de carga for de 0,6 V e a tensão nominal for de 10 V, a percentagem da regulação de linha será

$$\%\mathrm{SR} = \frac{0{,}6}{10\ \mathrm{V}} \times 100\% = 6\%$$

Impedância de Saída

Uma fonte de alimentação regulada é uma fonte de tensão *cc* quase ideal. Isto implica que a sua impedância Thévenin ou de saída é muito pequena. No regulador de tensão discutido anteriormente um seguidor de emissor fornece a tensão de carga. O seguidor de emissor já tem uma baixa impedância de saída. O uso da tensão de realimentação reduz ainda mais esta impedância de saída, pois

$$z_{out(CL)} = \frac{z_{out}}{1 + AB} \tag{23.12}$$

As fontes de alimentação reguladas têm impedâncias de saída típica na faixa dos miliohms. Por isso, elas são fontes de tensão quase ideais. Ainda que a resistência de carga varie, a tensão de saída praticamente não varia. Uma fonte de tensão ideal tem uma impedância de saída nula. Atualmente as fontes de alimentação reguladas modernas se aproximam das fontes ideais.

Rejeição à Ondulação

Os reguladores de tensão estabilizam a tensão de saída contra variações na tensão de entrada. A ondulação é equivalente a uma variação periódica na tensão de entrada. Portanto, um regulador de tensão atenua a ondulação que surge com a tensão não-regulada de entrada. Como o regulador de tensão utiliza realimentação negativa, essa melhoria pode ser encontrada com a dessensibilidade ou o fator de sacrifício discutido no Capítulo 19. Como você se lembra,

$$D = 1 + AB$$

A ondulação de saída de um regulador de tensão é dada por

$$V_{R(out)} = \frac{V_{R(in)}}{1 + AB} \tag{23.13}$$

As folhas de dados algumas vezes apresentam a rejeição à ondulação (RR), que é definida como

$$\text{RR} = \frac{V_{R(out)}}{V_{R(in)}} \tag{23.14}$$

Freqüentemente, você verá a rejeição à ondulação especificada em decibéis:

$$\text{RR}' = 20 \log \frac{V_{R(out)}}{V_{R(in)}} \tag{23.15}$$

Por exemplo, uma RR′ de 80 dB significa que a ondulação da saída é 80 dB menor do que a ondulação da entrada. Isto significa que a ondulação de saída é 10.000 vezes menor do que a de entrada.

Exemplo 23.6

O regulador do circuito da Figura 23.9 tem uma tensão sem carga de 9 V e uma tensão com carga máxima de 8,75 V. Qual a regulação de carga? E a percentagem da regulação de carga?

Solução

Com a Equação (23.7), a regulação de carga é

$$LR = 9\ V - 8{,}75\ V = 0{,}25\ V$$

Com a Equação (23.9), a percentagem da regulação de carga é

$$\%LR = \frac{0{,}25\ V}{9\ V} \times 100\% = 2{,}78$$

Exemplo 23.7

Na Figura 23.9, a tensão de entrada do regulador de tensão provém do retificador em ponte com filtro capacitivo. Essa tensão de entrada tem um valor nominal de 15 V. Se a tensão de linha for de 115 V ± 10%, quais os valores mínimo e máximo da tensão de entrada?

Solução

Quando a tensão de joelho for pequena, comparada com a tensão de pico, a saída do retificador em ponte será diretamente proporcional à tensão de linha. Por isso, uma variação de 10% na tensão de linha produz uma variação de 10% na tensão de entrada do circuito da Figura 23.9. Isto significa que a tensão de entrada pode ser baixa, como

$$V_{in} = 15\ V - 0{,}1(15\ V) = 13{,}5\ V$$

ou alta como

$$V_{in} = 15\ V + 0{,}1(15\ V) = 16{,}5\ V$$

Exemplo 23.8

Na Figura 23.9, suponha que você tenha medido uma tensão de carga mínima de 8,9 V e uma tensão de carga máxima de 9,1 V quando a tensão de linha variava em ± 10%. Qual a regulação de linha? E a percentagem da regulação de linha?

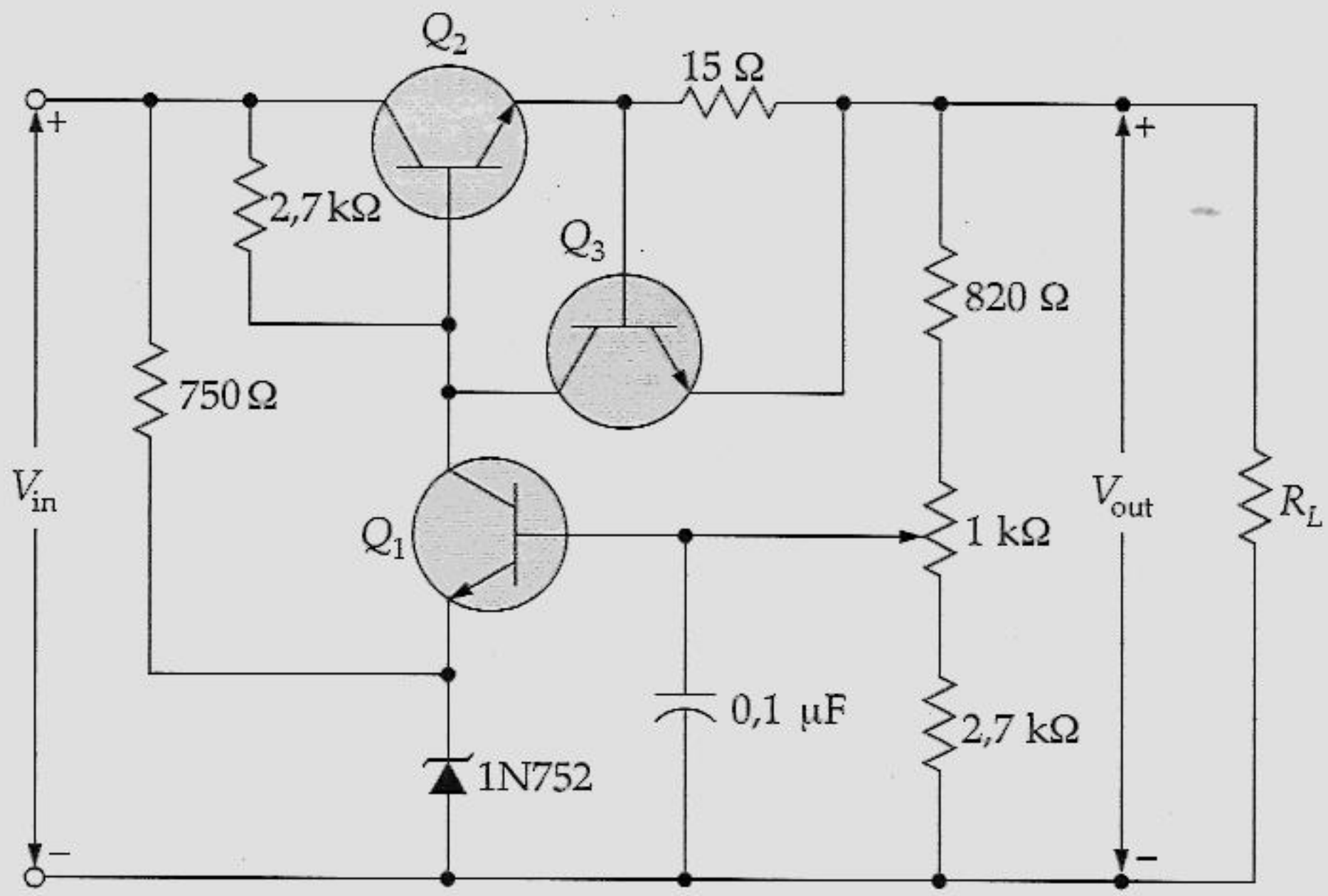


Figura 23.9 Exemplo.

Solução

A regulação de linha é

$$SR = 9{,}1\ V - 8{,}9\ V = 0{,}2\ V$$

e a percentagem da regulação de linha é

$$\%LR = \frac{0{,}2\ V}{9\ V} \times 100\% = 2{,}22\%$$

Neste cálculo, utilizamos uma tensão de carga nominal ou média de 9 V.

Exemplo 23.9

Suponha que a ondulação de entrada do circuito da Figura 23.9 seja de 1 V de pico a pico. Se $1 + AB = 50$, qual a ondulação de saída? Qual a rejeição à ondulação em decibéis?

Solução

A ondulação de saída é

$$V_{R(out)} = \frac{1\ V}{50} = 20\ mV$$

A rejeição à ondulação é

$$RR = \frac{20\ mV}{1\ V} = 0{,}02$$

Em decibéis, a rejeição à ondulação é

$$RR' = 20 \log 0{,}02 = -34\ dB$$

23.4 CIs REGULADORES COM TRÊS TERMINAIS

A última geração de reguladores de tensão em CI são dispositivos com apenas três pinos: um para a entrada de tensão não-regulada, um para a tensão de saída regulada e um para o terra. Os novos dispositivos podem fornecer correntes de carga de 100 mA a mais de 5 A. Disponíveis em encapsulamentos plástico ou metálico, estes reguladores de três terminais tornaram-se extremamente populares por serem muito baratos e de fácil utilização. Além de um par de capacitores de derivação, os novos reguladores de tensão em CI com três terminais não necessitam de componentes externos.

A Série LM340

A série LM340 é um exemplo típico de reguladores de tensão com três terminais. A Figura 23.10 mostra um diagrama em bloco. A tensão de referência intrínseca alimenta a entrada não-inversora de um amplificador. O princípio da regulação de tensão é o mesmo, conforme discutido antes, com poucas diferenças. O amplificador consiste de alguns estágios de ganho de tensão. Devido ao seu alto ganho, a tensão de erro entre os dois terminais de entrada do amplificador se aproxima de zero. Portanto, a tensão na entrada inversora é aproximadamente igual a V_{ref}. Isto significa que a corrente através do divisor de tensão é

$$I = \frac{V_{ref}}{R'_2}$$

A propósito, a principal característica associada a R'_2 indica que esse resistor é interno ao CI, em vez de externo. Como a mesma corrente circula através de R'_1, a tensão de saída é

$$V_{out} = \frac{V_{ref}}{R'_2}\ (R'_1 + R'_2) \tag{23.16}$$

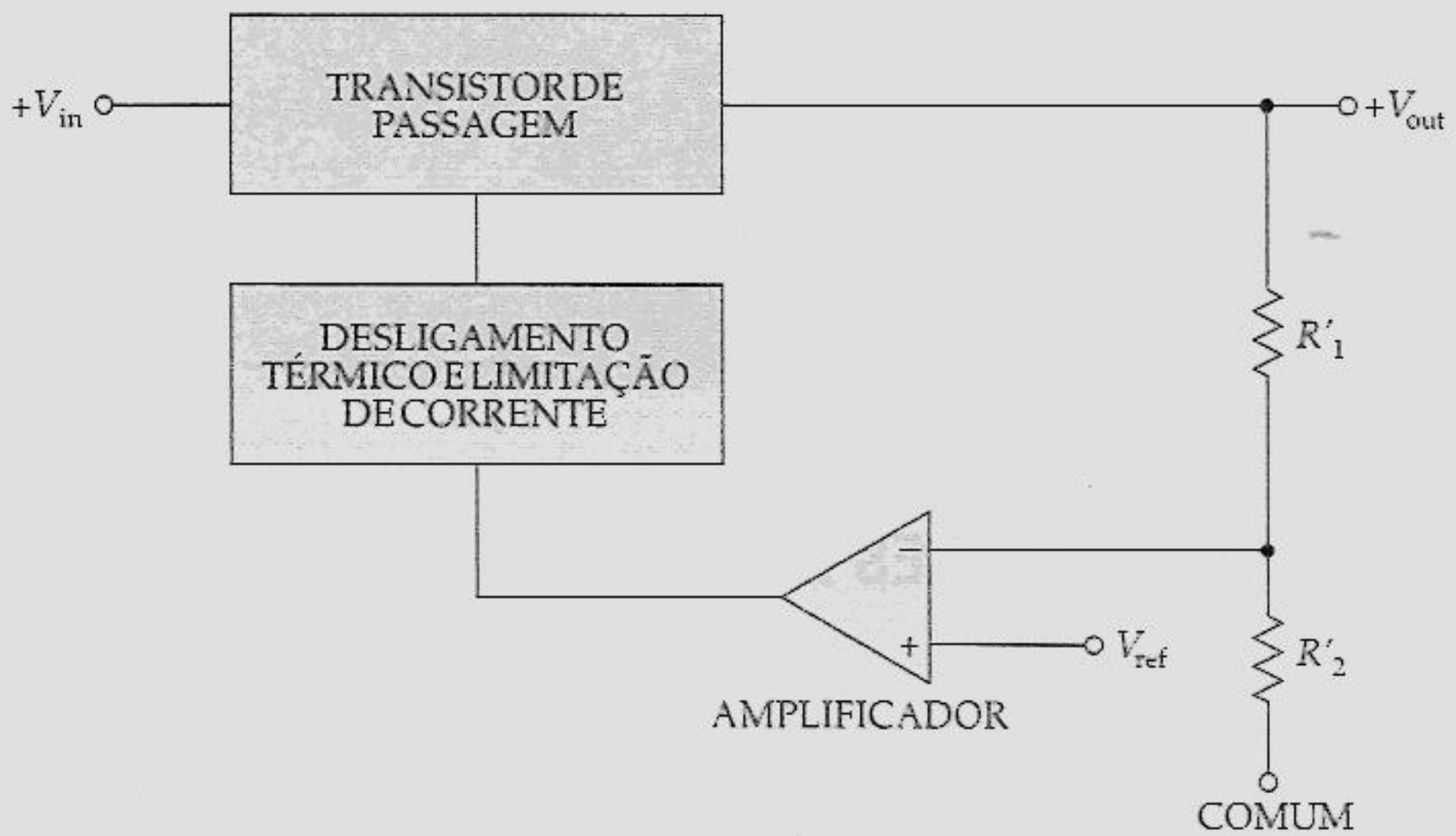


Figura 23.10 Diagrama em bloco funcional de um típico CI regulador de tensão com três terminais.

Isto mostra que a tensão de saída do regulador pode ser controlada com precisão, estabelecendo-se os valores desejados de R'_1 e R'_2. A série LM340 está disponível com tensões de saída de 5, 12 e 15 V. Por exemplo, o LM340-5 produz uma tensão regulada de saída de 5 V, o LM340-12 produz uma saída de 12 V e o LM340-15 produz uma saída de 15 V. A tolerância na tensão regulada de saída é de ± 4%. (O LM340A está disponível também com uma tolerância de ± 2%.)

O chip inclui um transistor de passagem que pode fornecer mais de 1,5 A de corrente de carga, desde que seja usado um dissipador de calor adequado. Também estão incluídos um circuito de *desligamento térmico* e um limitador de corrente. Desligamento térmico é um termo que significa que a pastilha se desliga automaticamente se a temperatura interna se tornar perigosamente alta, em torno de 175°C. Isto é uma precaução contra a dissipação excessiva de potência, que depende da temperatura ambiente, do tipo de dissipador e de outras variáveis. Devido ao desligamento térmico e à limitação de corrente, os dispositivos da série LM340 são praticamente indestrutíveis.

Regulador Fixo

A Figura 23.11*a* mostra um LM340-5 ligado como um *regulador de tensão fixo*. O pino 1 é a entrada, o pino 2 é a saída e o pino 3 é o terra. O LM340-5 tem uma tensão de saída de + 5 V ± 4%, uma corrente de carga máxima de 1,5 A, uma regulação de carga de 10 mV, uma regulação da linha de 3 mV e uma rejeição à ondulação de 80 dB. Com uma

impedância de saída de aproximadamente 0,01 Ω, o LM340-5 é uma fonte de tensão quase ideal para todas as cargas que estejam dentro da sua especificação máxima de corrente.

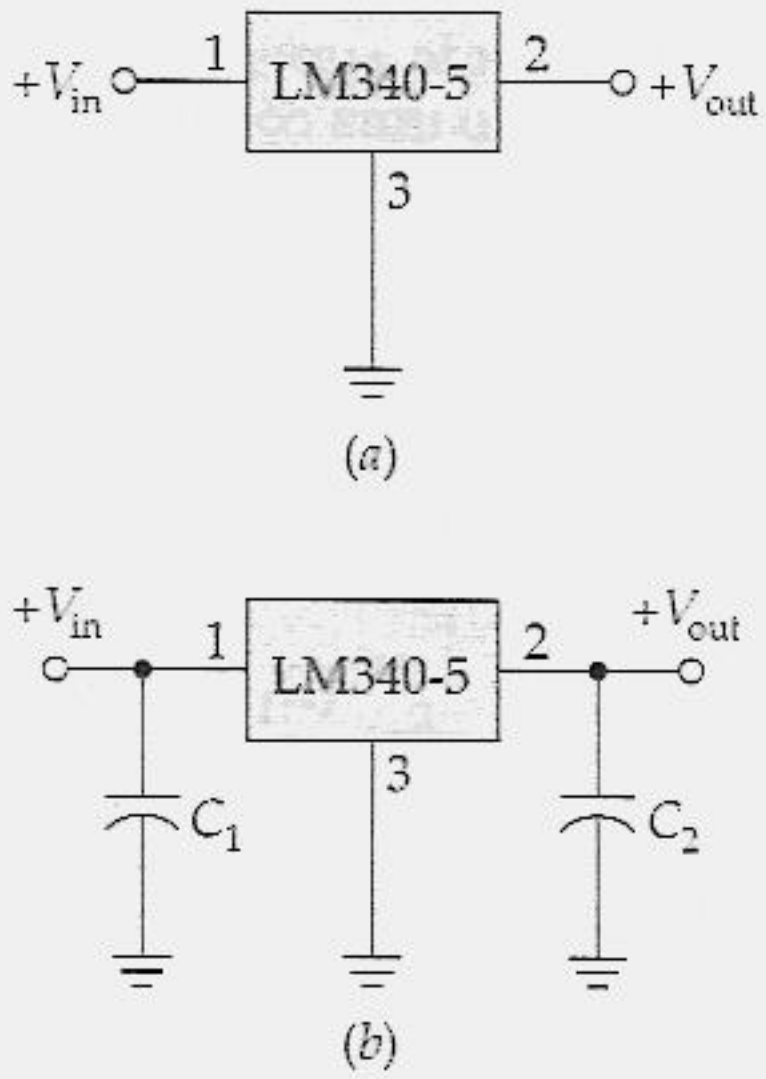


Figura 23.11 (*a*) O LM340 conectado como regulador de tensão; (*b*) o capacitor de desvio na entrada evita oscilações e o capacitor de desvio na saída melhora a resposta a transientes.

Quando o CI estiver a alguns centímetros de distância do capacitor de filtro da fonte de alimentação não-regulada, a indutância do cabo condutor pode produzir oscilações no circuito interno ao CI. É por isto que você vê freqüentemente um capacitor de desvio C_1 no pino 1 (Figura 23.11*b*). Para melhorar a resposta a transientes da tensão de saída regulada, às vezes é utilizado um capacitor de desvio C_2. Valores típicos para o capacitor de desvio são 0,1 a 1 μF. (As folhas de dados da série LM340 sugerem 0,22 μF para o capacitor de entrada e 0,1 μF para o capacitor de saída.)

Qualquer dispositivo da série LM340 precisa de uma tensão de entrada de pelo menos 2 a 3 V maior do que a tensão de saída regulada. Caso contrário, ele pára de regular (isto é às vezes chamado de *brownout*[1]). Além disso, há um limite para a tensão de entrada devido à dissipação excessiva de potência. Por exemplo, o LM340-5 regula ao longo de uma faixa de entrada de aproximadamente 8 a 20 V. As folhas de dados fornecem as tensões de entrada mínima e máxima para outras tensões de saída.

---

1 N.T.: Termo análogo ao *blackout* (escurecimento total). O termo *brownout* (escurecimento parcial), no texto, significa que o regulador não perdeu totalmente a regulação, porém não apresenta uma regulação adequada.

Outras Duas Aplicações

A Figura 23.12*a* mostra dois resistores externos, R_1 e R_2, acrescentados a um LM340 para se obter uma *tensão de saída ajustável*. O terminal comum do LM340 não é aterrado. Ao contrário, está ligado à extremidade superior de R_2. Isto significa que a saída regulada V_{reg} está sobre R_1, produzindo uma corrente de

$$I = \frac{V_{reg}}{R_1} \tag{23.17}$$

Essa corrente circula através de R_2. Portanto, a tensão total de saída é

$$V_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1}(R_1 + R_2) \tag{23.18}$$

Essa equação é uma aproximação porque ela ignora a corrente quiescente I_Q que sai do pino 3. Na Figura 23.12*a*, a corrente I_Q, que normalmente fluiria para o terra (veja a Figura 23.11*a*), agora tem de circular através de R_2 para chegar ao terra. Por isso, há uma queda de tensão adicional sobre R_2. Muitos projetistas sobrepujam os efeitos de I_Q para evitar que ele influencie na saída regulada. Eles fazem isto tornando-a bem menor do que a corrente dada pela Equação (23.17). Algebricamente,

$$I_Q << \frac{V_{reg}}{R_1} \tag{23.19}$$

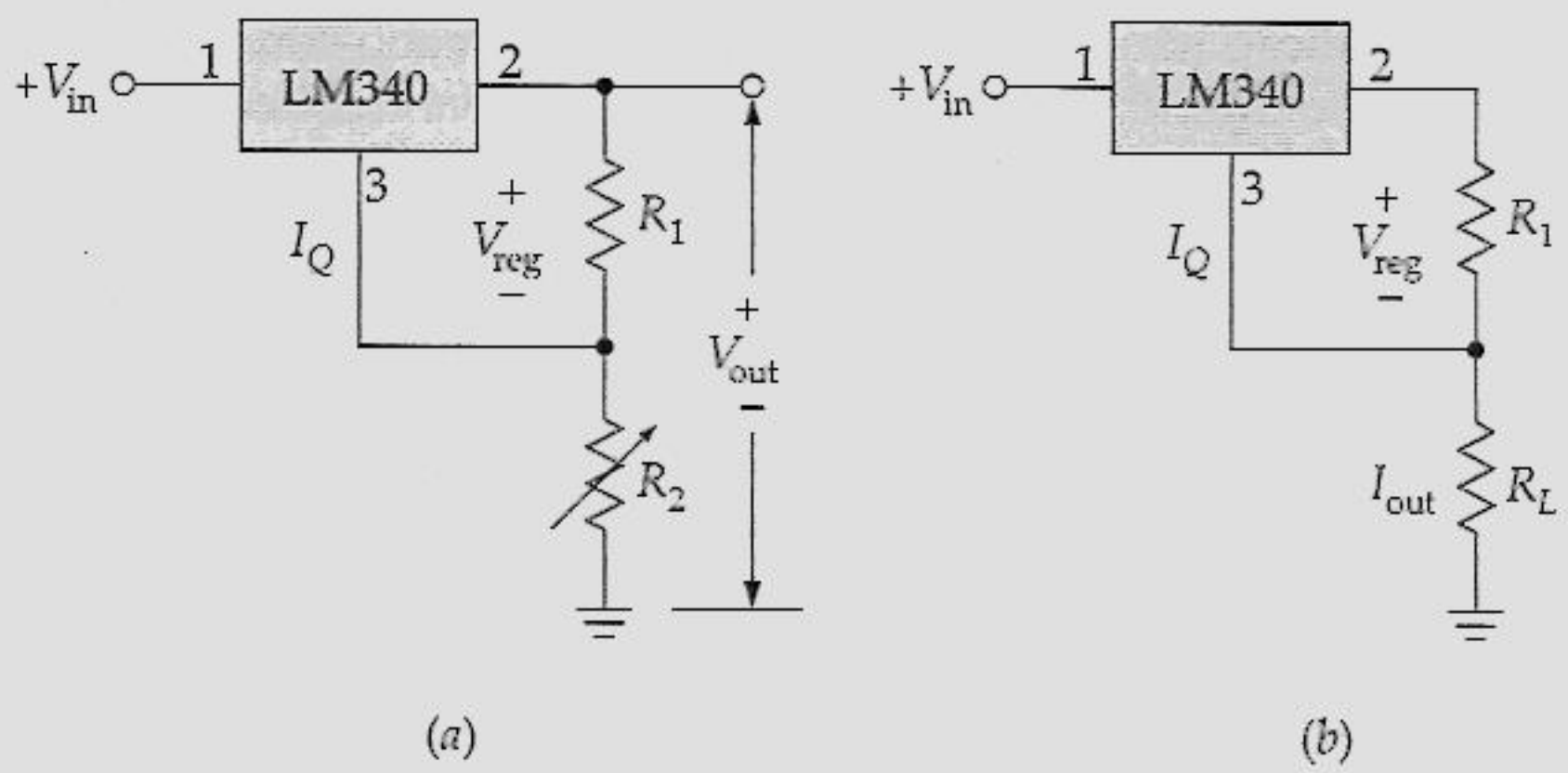


Figura 23.12 Circuitos com o LM340: (*a*) tensão de saída regulada; (*b*) corrente de saída regulada.

Para a série LM340, as folhas de dados fornecem um I_Q de 8 mA para a pior situação. Se V_{reg}/R_1 for maior do que 160 mA, a Equação (23.18) tem uma precisão dentro de 5%. Se a Equação (23.19) não for satisfeita, você precisará utilizar a equação exata:

$$V_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1}(R_1 + R_2) + I_Q R_2 \tag{23.20}$$

O segundo termo dessa equação corresponde à queda de tensão adicional produzida pela corrente quiescente na saída do CI regulador.

A Figura 23.12*b* é uma outra aplicação, desta vez uma fonte de corrente (ou regulador de corrente). Uma resistência de carga R_L é utilizada no lugar de R_2. Como no caso anterior, a corrente através de R_1 é dada por

$$I_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1} \tag{23.21}$$

Essa corrente circula através do resistor de carga. Como o valor da resistência de carga não aparece na Equação (23.21), o circuito se apresenta como uma fonte de corrente para a carga. Conforme dito antes, um projetista pode sobrepujar I_Q utilizando a Equação (23.19). Se for necessária uma precisão maior, você deve incluir a corrente quiescente para obeter o valor exato:

$$I_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1} + I_Q \tag{23.22}$$

A Série LM320

A série LM320 é um grupo de reguladores de tensão negativa com tensões pré-ajustadas de – 5, – 12 e – 15 V. Por exemplo, um LM320-5 produz uma tensão de saída regulada de – 5 V. No outro extremo, um LM320-15 produz uma saída de – 15V. Com a série LM320, a capacidade de corrente de carga é de aproximadamente 1,5 A, com dissipadores de calor adequados. A série LM320 é semelhante à série LM340 e inclui o limitador de corrente, o desligamento térmico e uma excelente rejeição à ondulação.

Combinando um LM320 com um LM340, podemos regular a saída de uma fonte com polaridades opostas (veja a Figura 23.13). O LM340 regula a saída positiva e o LM320, a saída negativa. Os capacitores de entrada impedem as oscilações e os de saída melhoram a resposta a transientes. As folhas de dados fornecidas pelos fabricantes recomendam a adição de dois diodos, para assegurar que os dois reguladores possam ser ligados sob todas as condições de operação.

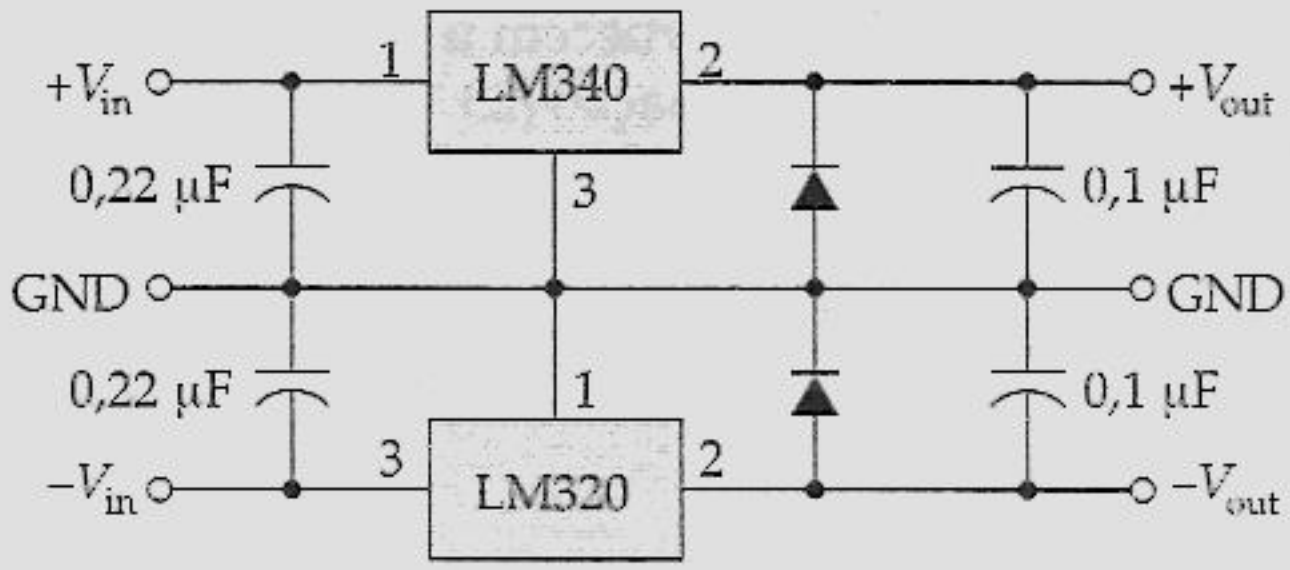


Figura 23.13 Utilizando um LM340 e um LM320 para produzir tensões de alimentação com polaridades opostas.

Reguladores Ajustáveis

Um grande número de reguladores em CI, como o LM317, o LM338 e o LM350, é ajustável. Eles têm correntes de carga máximas de 1,5 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 ajustável de saída de 1,25 a 37 V. A regulação de carga é de 0,1%. A regulação da linha é de 0,01% por volt. Isto significa que a tensão de saída varia somente 0,01% para cada volt de variação da entrada. A rejeição à ondulação é de 80 dB, equivalente a 10.000.

A Figura 23.14 mostra uma fonte de alimentação não-regulada alimentando um circuito típico LM317. As folhas de dados de um LM317 fornecem a seguinte fórmula para a tensão de saída:

$$V_{out} = 1{,}25\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \tag{23.23}$$

que é válida de 1,25 a 37 V. Tipicamente, o capacitor de filtro é escolhido para se obter uma ondulação de pico a pico de cerca de 10%. Como o regulador tem cerca de 80 dB de rejeição à ondulação, a ondulação de pico a pico final é reduzida por um fator de 10^4, ou

$$\frac{10\%}{10^4} = 0{,}001\%$$

Em outras palavras, um regulador de tensão também filtra a ondulação de entrada. Isto elimina a necessidade de filtros *RC* e *LC* na maioria das fontes de alimentação.

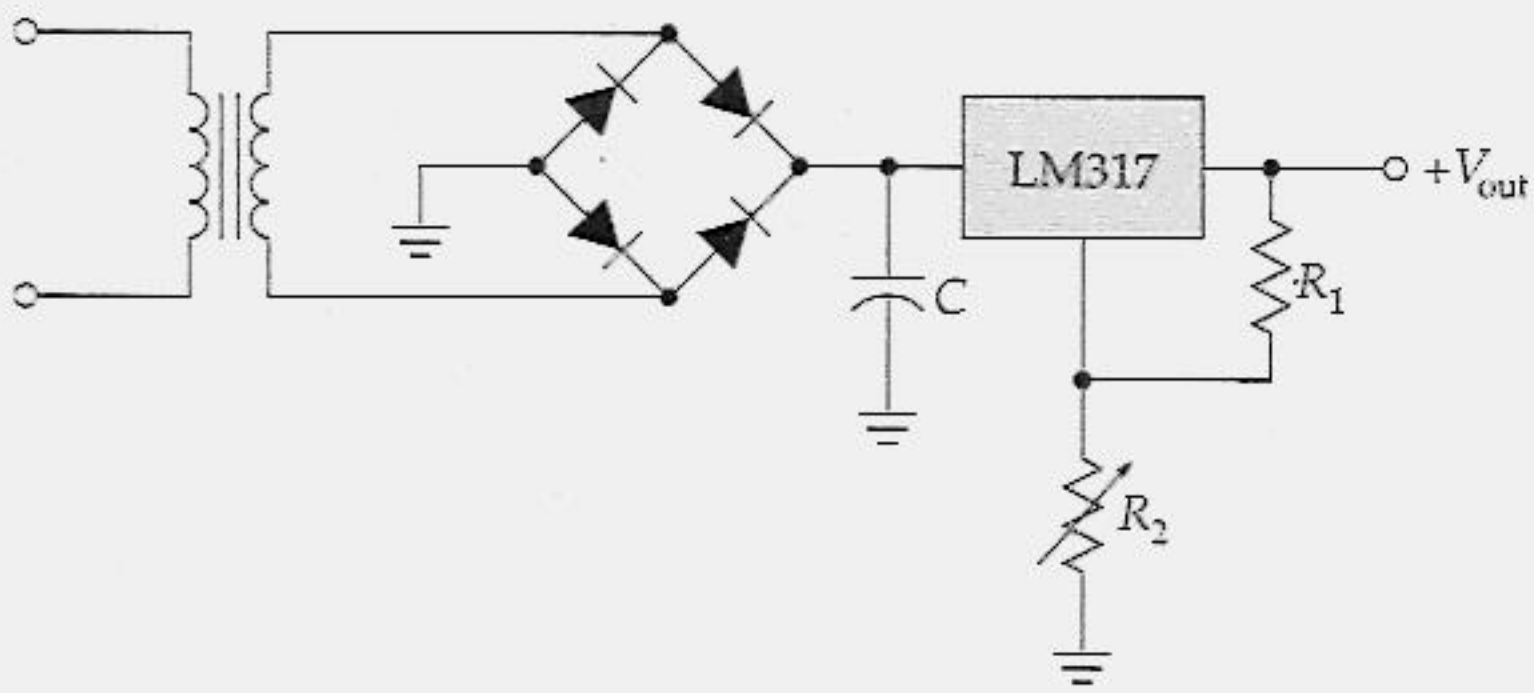


Figura 23.14 O retificador em ponte e o filtro capacitivo produzem uma tensão de entrada não-regulada para o LM317.

Reguladores de Duas Vias

Quando é necessário uma alimentação com polaridades opostas, é conveniente a utilização de reguladores de duas vias como o RC4194 e o RC4195. Estes reguladores de tensão produzem tensões de saída positiva e negativa iguais. O RC4194 é ajustável de ± 0,05 a ± 32 V, enquanto o RC4195 produz tensões de saída fixas de ± 15 V. Por exemplo, a Figura 23.15 mostra um RC4195. Ele precisa de duas tensões de entrada não-reguladas. A entrada positiva pode ser de + 18 a + 30 V e a entrada negativa, de – 18 a – 30 V. Conforme está indicado, as duas saídas são de ± 15 V. As folhas de dados de um RC4195 fornecem uma corrente máxima de saída de 150 mA para cada alimentação, uma regulação de carga de 3 mV, uma regulação de linha de 2 mV e uma rejeição à ondulação de 75 dB.

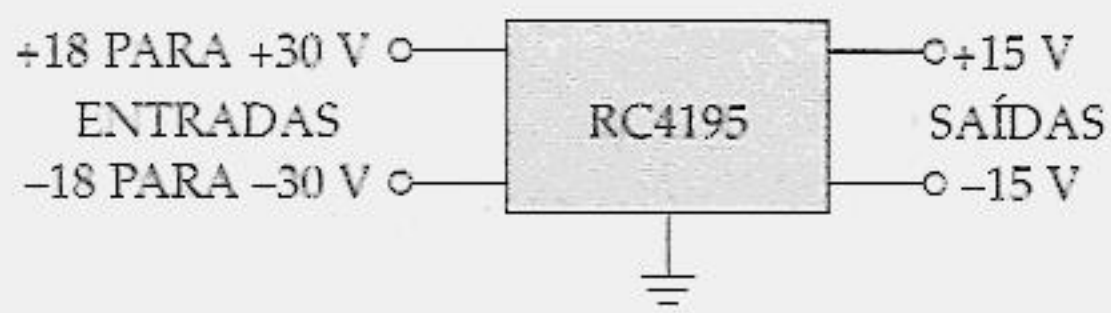


Figura 23.15 Regulador de tensão de duas vias produz tensões de alimentação com polaridades opostas.

Tabela de Reguladores

A Tabela 23.1 fornece alguns dados para alguns reguladores em CIs comuns. Por exemplo, o LM309 é um regulador positivo fixo com uma saída de + 5 V, uma corrente máxima de carga de 1 A, uma regulação de carga de 15 mV, uma regulação de linha de 4 mV e uma rejeição à ondulação de 75 dB. Para os reguladores ajustáveis, os valores de LR e SR são dados em percentagem em vez de milivolts.

A tabela também inclui a tensão de queda, ou a diferença mínima permissível entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Por exemplo, um LM340-5 tem uma tensão de queda de 2,3 V. Isto significa que a tensão de entrada precisa ser pelo menos 2,3 V maior do que a de saída. Como a de saída é de 5 V, a de entrada precisa ser pelo menos 7,3 V.

Tabela 23.1 CIs Reguladores de Tensão

Número	V_{out}, V	$I_{máx}$, A	LR, mV	SR, mV	RR, dB	Desligamento V	Comentário
LM309	+ 5	1	15	4	75	2	Positivo fixo
LM317	—	1,5	0,1%	0,2%	65	2,5	Ajustável: 1,2 a 32 V
LM320-5	– 5	1,5	50	10	65	2	Negativo fixo
LM320-15	– 15	1,5	30	5	80	2	Negativo fixo
LM338	—	5	0,1%	0,1%	60	2,7	Ajustável: 1,2 a 32 V
LM340-5	+ 5	1,5	10	3	80	2,3	Positivo fixo
LM340-15	+ 15	1,5	12	4	80	2,5	Positivo fixo
LM350	—	3	0,1%	0,1%	65	2,5	Ajustável: 1,2 a 33 V
RC4194	—	0,15	0,2%	0,2%	75	3	Duas vias: 0 a 32 V
RC4195	± 15	0,15	3	2	70	3	Duas vias

Exemplo 23.10

Qual a corrente de carga do circuito da Figura 23.16? E a ondulação de saída?

Solução

O LM 340-12 produz uma tensão regulada de saída de + 12 V. Portanto, a corrente de carga é

$$I = \frac{12\ \text{V}}{100\ \Omega} = 120\ \text{mA}$$

Observe que a tensão de + 18 V não-regulada é a tensão de entrada do LM340-12. A carga e a descarga do capacitor de filtro ocorrem conforme discutido no Capítulo 4 (volume 1). A tensão de ondulação sobre esse capacitor de filtro é dada por

$$V_R = \frac{I}{fC}$$

A corrente nessa equação é aproximadamente a mesma que a corrente de carga: 120 mA. A freqüência é de 120 Hz e a capacitância é de 1.000 μF. A tensão de pico a pico da ondulação é de

$$V_R = \frac{120 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(1.000 \ \mu\text{F})} = 1 \text{ V}$$

Essa é a ondulação de entrada do LM320-12. Se você observar as folhas de dados dele, no Apêndice, você encontrará uma rejeição à ondulação de 55 dB para a pior situação. Como aproximação, arredonde esse valor para 60 dB, o qual representa três fatores de 10. Então, calcule a ondulação de saída como

$$V_R = \frac{1 \text{ V}}{1.000} = 1 \text{ mV}$$

É dessa forma que um técnico de manutenção estimaria o valor da ondulação de saída.

Eis aqui como obter uma resposta mais precisa. Resolva esta equação em decibel:

$$-55 \text{ dB} = 20 \log \frac{V_{R(\text{out})}}{V_{R(\text{in})}}$$

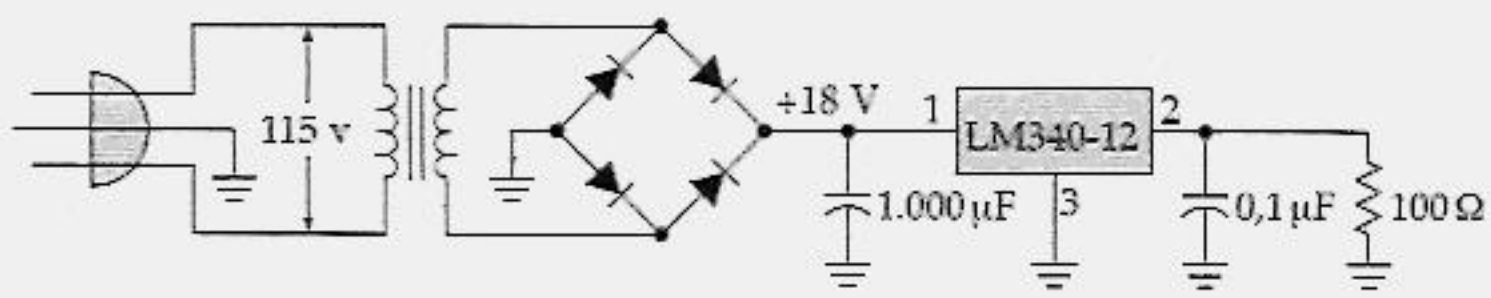


Figura 23.16 Exemplo.

ou

$$\frac{V_{R(\text{out})}}{V_{R(\text{in})}} = \text{antilog} \frac{-55 \text{ dB}}{20}$$

Se você tiver uma calculadora, divida – 55 por 20 para obter – 2,75. Em seguida tire o logaritmo inverso de – 2,75 para obter 0,00178. Isto significa que

$$\frac{V_{R(\text{out})}}{V_{R(\text{in})}} = 0{,}00178$$

ou

$$V_{R(\text{out})} = 0{,}00178(1 \text{ V}) = 1{,}78 \text{ mV}$$

Exemplo 23.11

Quais são as tensões de saída mínima e máxima do circuito da Figura 23.17?

Solução

Na Figura 23.17, a saída do LM340-5 aparece sobre o resistor de 27 Ω, produzindo uma corrente de

$$I = \frac{5\ \text{V}}{27\ \Omega} = 185\ \text{mA}$$

Quando o cursor do potenciômetro estiver na extremidade superior, o resistor de 27 Ω será aterrado, o que significa que

$$V_{out} = 5\ \text{V}$$

Quando o cursor do potenciômetro estiver na extremidade inferior, circularão 185 mA através do resistor de 50 Ω, assim como através do resitor de 27 Ω. Nesse caso, a tensão de saída será

$$V_{out} = (185\ \text{mA})(27\ \Omega + 50\ \Omega) = 14{,}2\ \text{V}$$

Assim, temos um circuito que produz uma tensão regulada de saída que é ajustável de 5 a 14,2 V. Se você desejar incluir os efeitos da corrente quiescente, eis como proceder: se você observar o Apêndice das folhas de dados da série LM340, você verá que a corrente quiescente para a pior situação é de 8 mA. Com o cursor do potenciômetro na extremidade superior, a corrente quiescente não terá efeito. Com o cursor na extremidade inferior, a corrente quiescente circulará através do resistor de 50 Ω e produzirá uma tensão de

$$V = (8\ \text{mA})(50\ \Omega) = 0{,}4\ \text{V}$$

Esse valor tem de ser acrescentado à tensão máxima calculada antes. Isto significa que a saída é ajustável de 5 a 14,6 V.

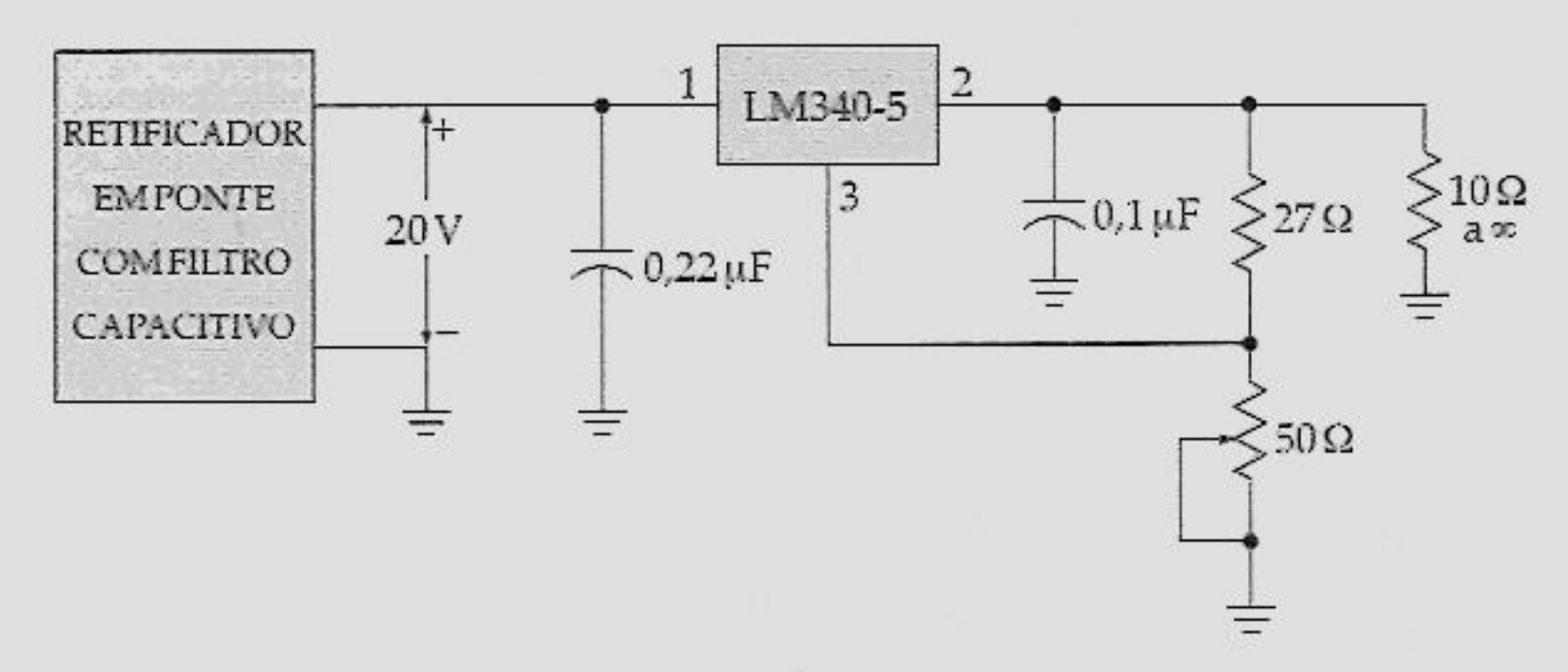


Figura 23.17 Exemplo.

23.5 REFORÇADORES (*BOOSTERS*) DE CORRENTE

Os reguladores de tensão de três terminais têm uma corrente máxima de carga que eles são capazes de fornecer antes que o desligamento térmico ocorra. Como mostra as folhas de dados da série LM340 (no Apêndice), um dispositivo LM340 tem uma dissipasão máxima de potência de

$$P_{D(\text{máx})} = 3 \text{ W}$$

quando não for utilizado nenhum dissipador e a temperatura ambiente for de 25°C. Com um dissipador de tamanho infinito, $P_{D(\text{máx})}$ aumenta para aproximadamente 20 W. A dissipasão de potência do regulador é aproximadamente igual a

$$P_D = (V_{\text{in}} - V_{\text{reg}})I_L \tag{23.24}$$

Se a corrente de carga for muito grande, P_D se torna maior do que $P_{D(\text{máx})}$ e aumenta a temperatura interna do dispositivo além do nível de segurança. Nesse caso, o dispositivo não se danifica, ele se desliga. Lembre-se de que a série LM340 tem uma característica especial denominada de desligamento térmico, o que significa que o transistor de passagem não tornará a conduzir até que a temperatura do dispositivo caia. Na discussão a seguir, vamos adimitir que 1 A seja o nosso limite de projeto da máxima corrente de carga através do LM340-XX, onde XX representa 5, 12 ou 15 V.

O Transistor Externo

O que fazer quando desejamos uma corrente de carga maior do que 1 A? Uma solução é utilizar um transistor externo como mostra a Figura 23.18. Nesse circuito, um resistor de 0,6 Ω é utilizado como sensor de corrente. Quando a corrente for menor do que 1 A, a tensão sobre esse resistor será menor do que 0,6 V e o transistor estará em corte. Nesse caso, a regulação de tensão funciona da forma descrita antes. O LM340-XX mantém a tensão de saída constante. Além disso, como o transistor está em corte, toda a corrente de carga tem de passar através do LM340.

Quando a corrente de carga for maior do que 1 A, a tensão sobre o resistor de 0,6 Ω será maior do que 0,6 V e o transistor conduzirá. Esse transistor externo fornecerá a corrente extra, acima de 1 A, para a carga. A corrente através do LM340 será aproximadamente igual à tensão sobre o resistor sensor de corrente R_1 dividida pelo valor de sua resistência. Para esse exemplo,

$$I = \frac{V_{BE}}{0{,}6\ \Omega}$$

Quando o V_{BE} do transistor de passagem for maior do que 0,6 V, esse transistor produzirá a corrente de demanda. Em outras palavras, a corrente através do LM340 será apenas ligeiramente maior do que 1 A. O transistor externo fornecerá a corrente restante. Se a corrente de carga for de 10 A, o transistor externo fornecerá em torno de 9 A para a carga.

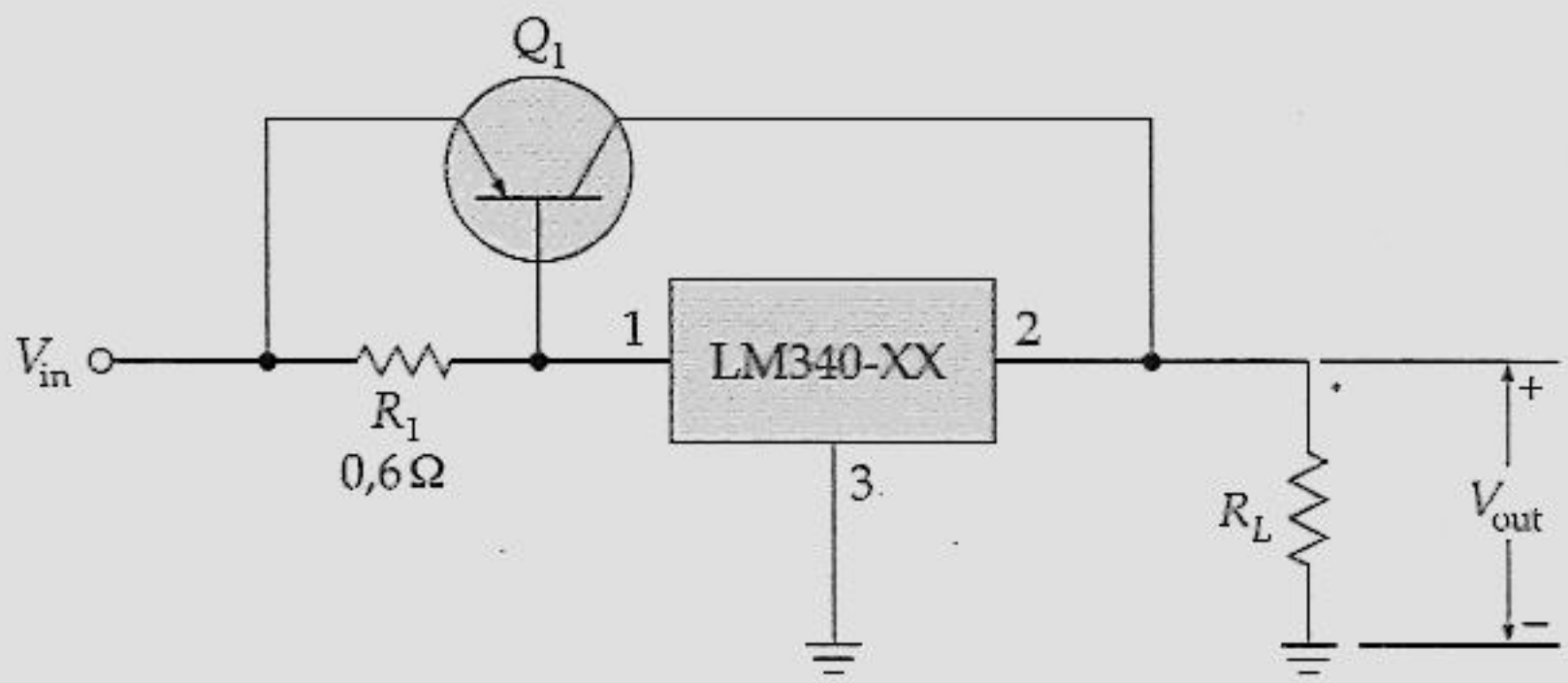


Figura 23.18 O transistor externo aumenta a capacidade de corrente de carga.

Limitação de Corrente

Uma melhoria no circuito anterior é acrescentar uma limitação de corrente como mostra a Figura 23.19. Nesse circuito, Q_1 e R_1 funcionam como descrito previamente, e Q_2 e R_2 produzem uma limitação de corrente quando a corrente se tornar muito grande. Eis como ele funciona: quando a corrente externa for de 10 A, a tensão sobre R_2 será

$$V = (10\ A)(0{,}06\ \Omega) = 0{,}6\ V$$

Isto significa que o transistor de limitação de corrente Q_2 está a ponto de entrar em condução. Para qualquer corrente externa menor do que 10 A, o circuito funciona como descrito anteriormente, pois a tensão sobre R_1 é a que alimenta o circuito base-emissor de Q_1.

A limitação de corrente começa quando a corrente externa for maior do que 10 A, pois a tensão sobre R_2 será maior do que 0,6 V, o que leva Q_2 à condução. A sua corrente de coletor passa através do LM340 e produz o desligamento térmico.

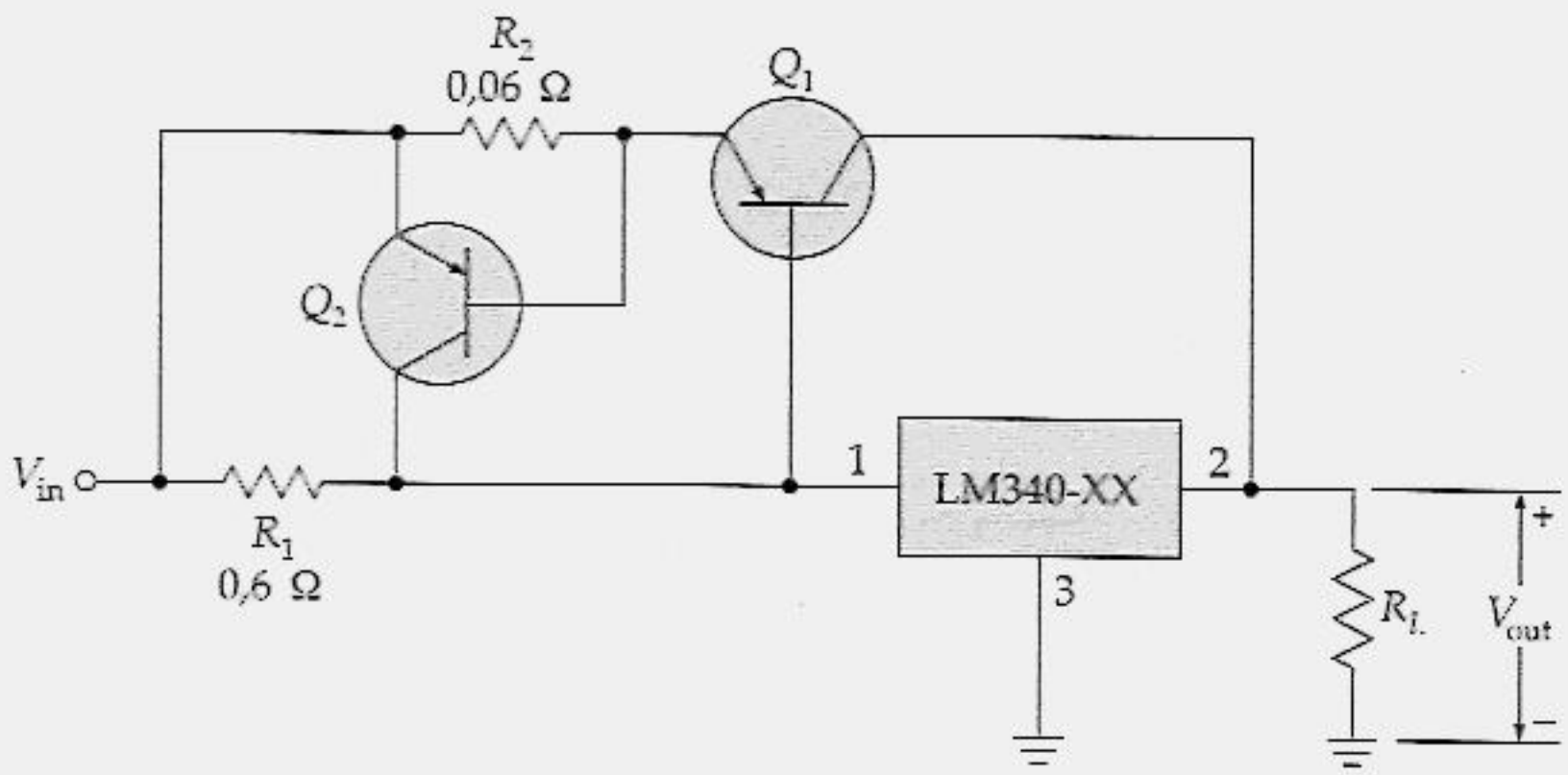


Figura 23.19 Transistor externo com limitação de corrente.

A tensão V_{BE} que alimenta Q_1 é dada pela *diferença* nas tensões sobre os resistores sensores de corrente:

$$V_{BE} = I_1R_1 - I_2R_2 \tag{23.25}$$

Se não houver a corrente externa I_2, então V_{BE} será simplesmente I_1R_1. Porém, quando a corrente externa for maior do que zero, V_{BE} será igual à diferença das duas tensões sobre os resistores sensores de corrente.

A Equação (23.25) nos informa algo importante. Quando ocorrer acidentalmente um curto-circuito na resistência de carga, I_2 tenta aumentar ao infinito, o que força I_1 em direção ao infinito. Como I_1 circula através de R_1, a tensão de entrada no pino 1 diminui em direção à zero. Mas o regulador de tensão precisa de pelo menos 2 a 3 V a mais do que a tensão de saída para funcionar adequadamente. Portanto, um curto-circuito na resistência de carga força o regulador a sair de regulação e a tensão de carga cai para zero.

Exemplo 23.12

Qual a dissipação de potência do LM340-15 se a corrente de carga for de 25 mA no circuito da Figura 23.20?

Solução

Quando a corrente de carga for de 25 mA, a tensão sobre R_1 será de

$$V_1 = (25\text{ mA})(20\ \Omega) = 0{,}5\text{ V}$$

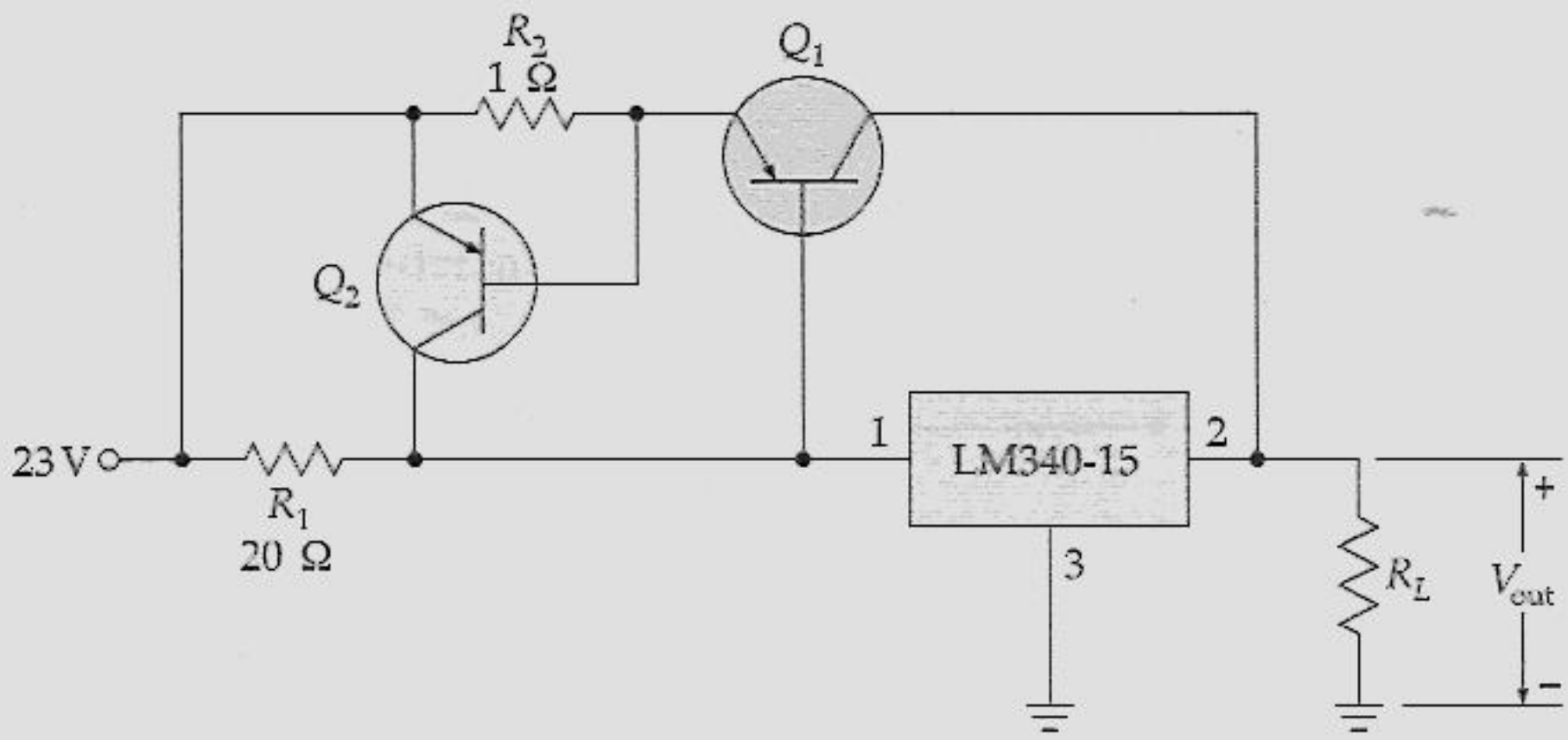


Figura 23.20 Exemplo.

Isto significa que não há corrente externa. E significa também que a corrente através do LM340-15 é igual à corrente de carga.

No transistor de passagem interno ao LM340 ocorre a maior dissipação de potência. Por isso, podemos aproximar a dissipação total de potência do dispositivo com a Equação (23.24), que informa que a dissipação de potência é igual à diferença entre as tensões de entrada e saída do dispositivo vezes a corrente de carga. Desconsiderando o 0,5 V sobre R_1, obtemos uma resposta aproximada de

$$P_D = (23\text{ V} - 15\text{ V})(25\text{ mA}) = 200\text{ mW}$$

Esse valor é menor do que os 3 W máximo sem um dissipador e a 25°C. Por isso, o LM340-15 mostrado na Figura 23.20 é capaz de operar sem um dissipador.

Exemplo 23.13

Na Figura 23.20, estime o valor da corrente de carga na qual a corrente externa aparece. Estime a corrente de carga na qual a limitação de corrente se inicia.

Solução

Q_1 começa a conduzir com aproximadamente 0,6 V. Isto significa que a corrente em R_1 é de

$$I_1 = \frac{0{,}6\text{ V}}{20\ \Omega} = 30\text{ mA}$$

Esse é o valor aproximado da corrente de carga em que a corrente externa aparece.

A limitação de corrente se inicia quando o V_{BE} de Q_2 for de aproximadamente 0,6 V. Essa tensão aparece quando a corrente através de R_2 for de

$$I_2 = \frac{0{,}6\ \text{V}}{1\ \Omega} = 600\ \text{mA}$$

A corrente de carga é a soma das correntes através de R_1 e R_2. Portanto, a corrente de carga em que a limitação de corrente se inicia é aproximadamente de

$$I_{\text{máx}} = 600\ \text{mA} + 30\ \text{mA} = 630\ \text{mA}$$

23.6 CONVERSOR *cc-cc*

Às vezes queremos converter uma tensão *cc* em outra tensão *cc*. Por exemplo, se tivermos um sistema com uma alimentação positiva de + 5 V, podemos utilizar um conversor *cc-cc* para produzir uma saída de + 15 V. Teremos então duas fontes de tensão para o nosso sistema: + 5 V e + 15 V. Para os conversores *cc-cc*, todos os tipos de projetos são possíveis. Nesta seção, discutiremos um projeto hipotético para ter uma idéia de como funciona um conversor *cc-cc*.

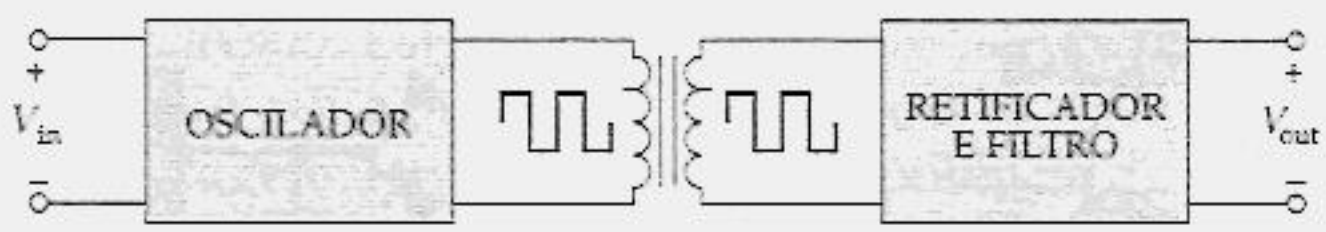


Figura 23.21 A saída do oscilador de relaxação é transformada num valor de pico diferente, antes da retificação e filtragem.

Idéia Básica

Na maioria dos conversores *cc-cc*, a tensão *cc* de entrada é aplicada a um oscilador de onda quadrada cuja saída alimenta um transformador, como mostra a Figura 23.21. Tipicamente, a freqüência vai de 1 a 100 kHz. Quanto mais alta a freqüência, menores serão o transformador e os componentes do filtro. Por outro lado, se a freqüência for demasiadamente alta, será difícil produzir uma onda quadrada com lados verticais. Como regra básica, 20 kHz resultam no melhor compromisso, e você verá que esta freqüência é muito utilizada.

Escolhendo diferentes razões de espiras, podemos obter uma tensão do secundário menor ou maior. Para melhorar a eficiência, utiliza-se um tipo especial de transformador. Ele tem um núcleo toroidal com uma curva de histerese retangular. Isto resulta em uma tensão do secundário em forma de onda quadrada. A tensão do secundário pode então ser retificada e filtrada para se obter a tensão *cc* de saída.

Uma das conversões *cc-cc* mais comuns é + 5 V em + 15 V. Em sistemas digitais, + 5 V é a alimentação padrão para a maioria dos CIs. Mas, alguns CIs, como os amps op, podem precisar de + 15 V. Num cado como este, você geralmente encontra um conversor *cc-cc* de baixa potência produzindo + 15 V e – 15 V.

Um Exemplo

Há muitas formas de se projetar um conversor *cc-cc* e isto depende se a tensão é abaixada ou aumentada, da corrente de carga máxima necessária e de outros fatores. A Figura 23.22 mostra um conversor *cc-cc*. Este projeto utiliza somente circuitos que já foram discutidos, de modo que você possa acompanhar a explicação do funcionamento do circuito.

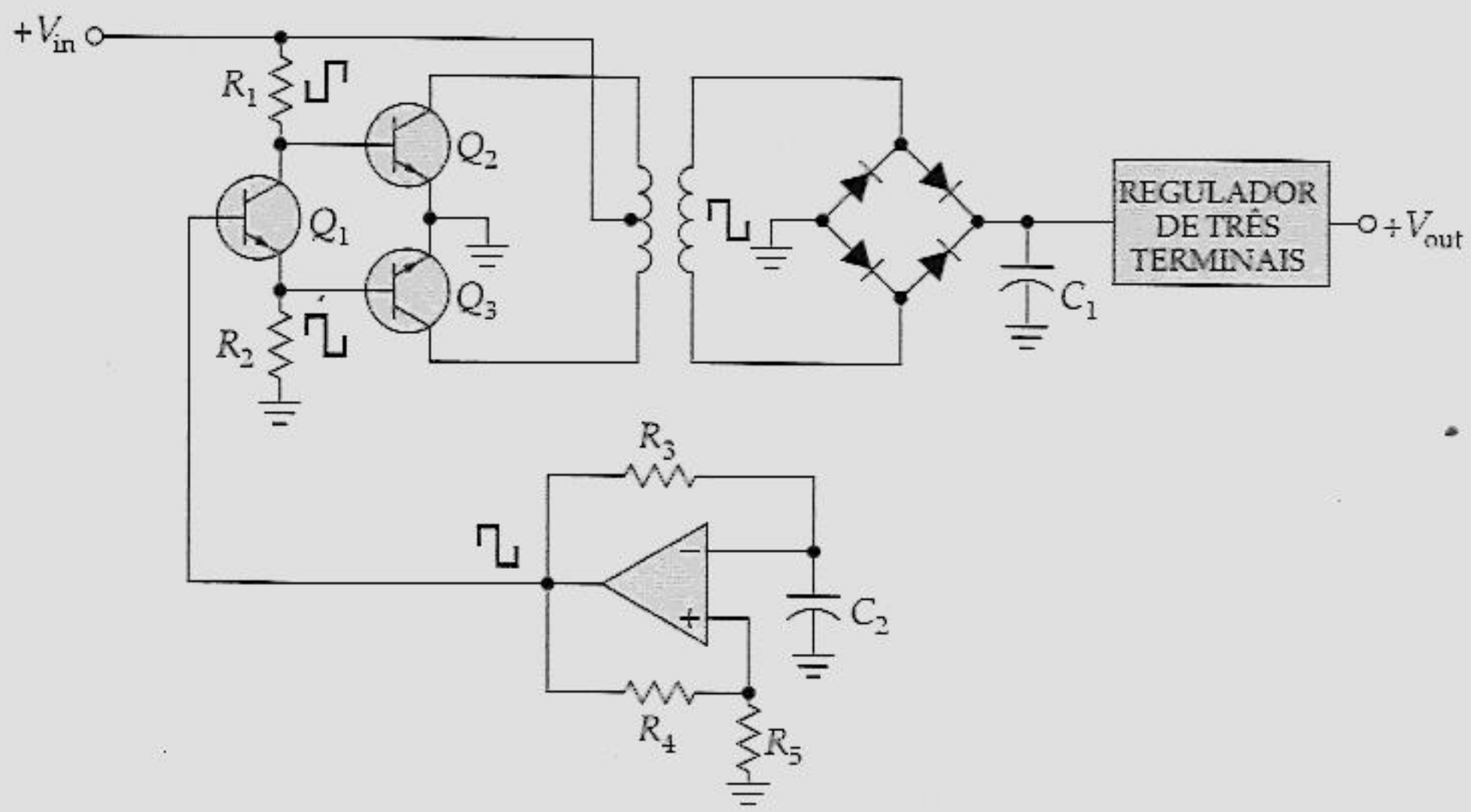


Figura 23.22 Conversor *cc-cc*.

Eis como o circuito funciona: um oscilador de relaxação produz uma onda quadrada, cuja freqüência é estabelecida por R_3 e C_2. Tipicamente, esta freqüência é em quilohertz. A onda quadrada alimenta um divisor de fase Q_1, cujas saídas são ondas quadradas iguais e opostas. Estas ondas quadradas são as entradas para os transistores

de chaveamento classe *B*, Q_2 e Q_3. O transistor Q_2 conduz, durante um semiciclo, e Q_3, durante o outro semiciclo. A corrente do primário é portanto uma onda quadrada, que induz uma tensão de onda quadrada no enrolamento secundário, que alimenta um retificador em ponte e um filtro capacitivo. Devido ao sinal ser uma onda quadrada de quilohertz retificada, é fácil filtrar e obter uma tensão *cc* não-regulada, que serve de entrada para o regulador de três terminais. A saída final é então uma tensão *cc* em um nível diferente da entrada.

23.7 REGULADORES CHAVEADOS

Os reguladores em série são muito populares e preenchem as nossas maiores necessidades. A grande desvantagem é a potência dissipada no transistor de passagem. À medida que a corrente de carga aumenta, o transistor de passagem tem de dissipar mais potência, o que implica maiores dissipadores de calor. Por isso, os reguladores em série tendem a se tornar mais volumosos em baixas tensões e em altas correntes. Em alguns casos, pode ser necessário um ventilador para eliminar o calor gerado pelo transistor de passagem. Esses reguladores às vezes são chamados de *reguladores lineares* devido ao transistor de passagem operar na região ativa.

Uma forma de reduzir a dissipação de potência do transistor de passagem é utilizar um *regulador chaveado*. Este tipo de regulador não permite que o transistor de passagem opere na região ativa ou linear. Pelo contrário, ele alternadamente satura e corta o transistor de passagem. Isto resulta em uma potência dissipada muito menor no transistor de passagem. Os reguladores chaveados são capazes de proporcionar grandes correntes em baixas tensões, o que é exatamente o que os computadores pessoais (PCs) precisam. Essa é a razão pela qual o regulador chaveado é normalmente utilizado em um PC.

Três Configurações Básicas

Os reguladores chaveados possuem três configurações básicas. Primeiro, há a versão *step-down* mostrada na Figura 23.23*a*. Os pulsos retangulares na base levam à saturação e ao corte o transistor de passagem durante cada ciclo. Isto produz uma tensão retangular na entrada do filtro *LC*. Esse filtro bloqueia a componente *ca* mas permite a passagem da componente *cc* para a saída. Devido ao chaveamento *on-off*, o valor médio é sempre menor do que a tensão de entrada. Este é o motivo pelo qual o circuito é do tipo *step-down*.

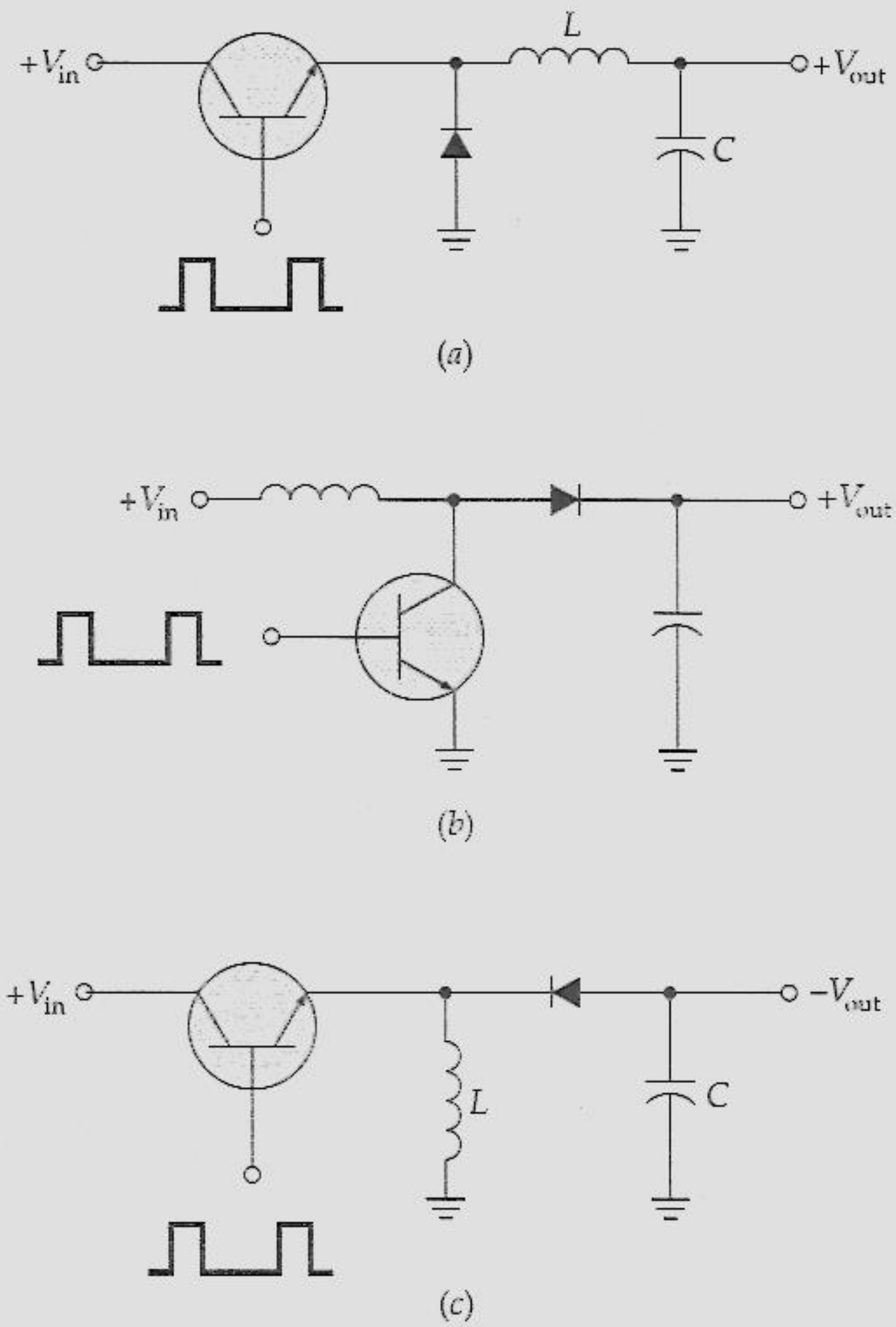


Figura 23.23 Reguladores chaveados: (*a*) abaixador (*step-down*); (*b*) elevador (*step-up*); (*c*) inversor.

A Figura 23.23*b* mostra a versão elevadora (*step-up*) do regulador chaveado. Uma vez mais, o transistor é levado, alternadamente, à saturação e ao corte. Quando o transistor está saturado, a corrente circula através do indutor. (A corrente convencional circula para a direita e a real, a de elétrons, circula para a esquerda.) No momento em que o transistor subitamente entrar em corte, o campo magnético em torno da bobina cai e induz uma tensão grande, de polaridade oposta, sobre a bobina. Essa ação mantém a corrente fluindo na mesma direção. Além disso, o pico de tensão inversa é maior do que a tensão de entrada, que é o motivo pelo qual esse circuito é classificado como sendo da configuração elevadora (*step-up*).

A Figura 23.23c mostra o *regulador de inversão*. No momento em que o transistor está saturado, a corrente circula através do indutor (para baixo no sentido convencional e para cima no sentido real). No momento em que o transistor entra em corte, o campo magnético cai e o pico de tensão indutiva inversa mantém a corrente fluindo no mesmo sentido. Como o transistor está em corte, o único caminho é através do capacitor. Se você verificar o sentido da corrente de carga do capacitor, você poderá ver que a tensão de saída é negativa.

Mais a Respeito da Versão Abaixadora (*Step-Down*)

O regulador chaveado abaixador (*step-down*) é extremamente importante, pois é amplamente utilizado em fontes de alimentação de computadores. Este é um dos que queremos analisar com maiores detalhes. Na Figura 23.24, uma seqüência de pulsos aciona a base do transistor de passagem. No momento em que a tensão de base for alta, o transistor estará saturado. No momento em que a tensão de base for baixa, o transistor estará em corte. A idéia principal é que o transistor funciona como uma chave. Idealmente, uma chave não dissipa potência quando está fechada ou aberta. Na realidade, um transistor chave não é perfeito. Assim, ele dissipa alguma potência, porém essa potência é muito menor do que a dissipada por um regulador linear ou em série.

Um diodo é ligado do emissor ao terra. Isto é necessário devido ao pico de tensão inversa indutiva. Um indutor tentará manter a corrente constante que passa através dele. Quando o transistor entrar em corte, o diodo continuará a fornecer um percurso para a corrente através do indutor. Sem o diodo, o pico de tensão inversa indutiva produziria uma tensão inversa suficiente para destruir o transistor.

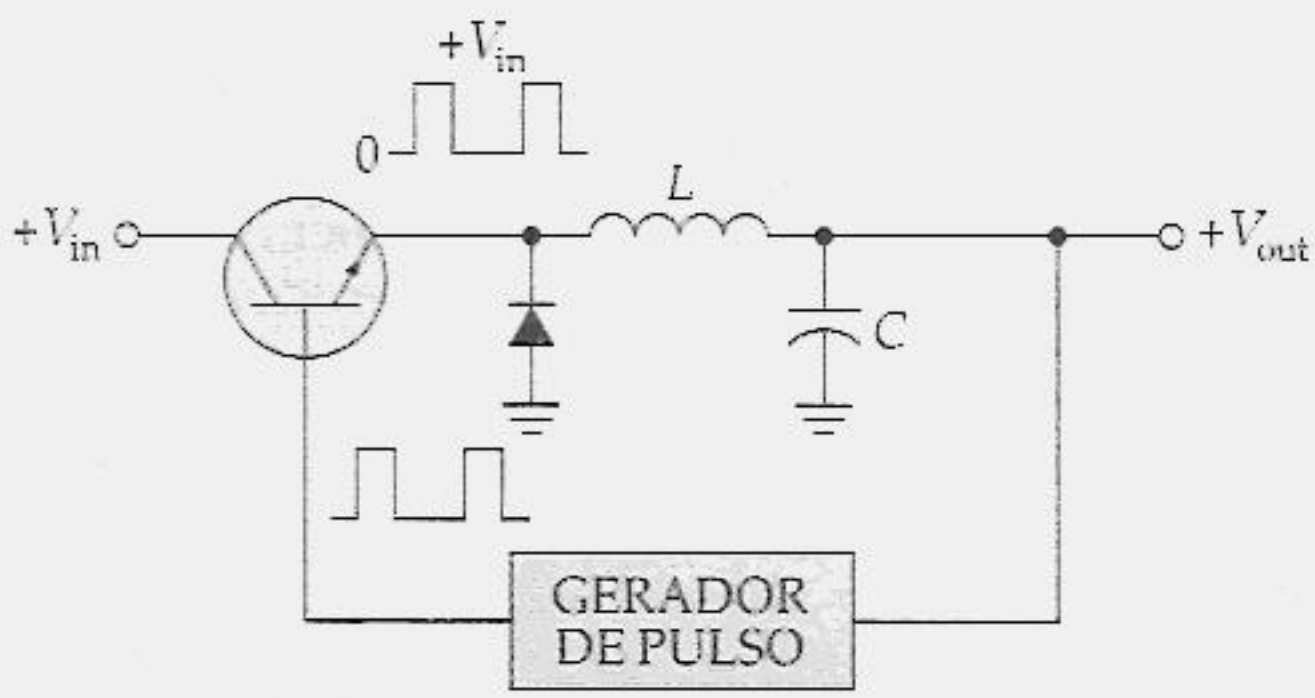


Figura 23.24 Um transistor funcionando como uma chave controla o ciclo de trabalho e a tensão *cc* de saída final.

O ciclo de trabalho D é a razão entre o tempo ligado W e o período T. Controlando o ciclo de trabalho que sai do gerador de pulso, controlamos o ciclo de trabalho da tensão de entrada para o filtro LC. Idealmente, esta tensão de entrada varia de 0 a V_{in}, como mostra a figura. Embora seja quase obsoleto em fontes de alimentação

comuns, o filtro *LC* é muito comum em reguladores chaveados porque a freqüência de chaveamento é, tipicamente, por volta de 20 kHz. Isto significa que pode ser usado um indutor e um capacitor menor. A saída do filtro *LC* é uma tensão *cc* somente com uma pequena ondulação. Esta saída *cc* depende do ciclo de trabalho e é dada por

$$V_{out} = DV_{in} \tag{23.26}$$

Como D pode variar de 0 a 1, V_{out} pode variar de 0 a V_{in}.

A tensão de saída realimenta o gerador de pulso. Na maioria dos reguladores chaveados, o ciclo de trabalho é *inversamente proporcional* à tensão de saída. Se a tensão de saída tentar aumentar, o ciclo de trabalho diminuirá. Isto significa que pulsos mais estreitos vão alimentar o filtro *LC* e a sua saída diminuirá. Na verdade, temos uma realimentação negativa. Como a tensão de saída está sendo amostrada e realimentada, a tensão de saída é a quantidade que está sendo estabilizada. Portanto, se o ganho do circuito for alto, podemos produzir uma tensão de saída muito estável.

Um Exemplo

Para lhe dar uma idéia concreta de como um regulador chaveado funciona, a Figura 23.25 mostra um projeto de baixa potência utilizando circuitos com os quais você já está familiarizado. O oscilador de relaxação produz uma onda quadrada cuja freqüência é dada por R_5 e C_3. A onda quadrada é integrada para se obter uma onda triangular, que alimenta a entrada não-inversora de um conversor de triangular para pulso. O trem de pulsos que sai do circuito alimenta então o transistor de passagem, como já foi descrito. O ciclo de trabalho desses pulsos determinará a tensão de saída. Observe que a saída do filtro *LC* é amostrada por um divisor de tensão, que manda de volta uma tensão de realimentação para o comparador. Esta tensão de realimentação é comparada com uma tensão de referência V_{ref}, proveniente de um diodo Zener ou de outra fonte. A saída do comparador alimenta então a entrada inversora do gerador de triangular para pulso.

Eis como o regulador funciona: se a tensão de saída regulada tenta aumentar, o comparador produz uma alta tensão de saída, que eleva a tensão de referência do conversor de triangular para pulso. Isto significa que pulsos mais estreitos alimentam a base do transistor de passagem. Como o ciclo de trabalho é mais baixo, a saída filtrada é menor, o que tende a cancelar quase todo o aumento inicial na tensão de saída. Em outras palavras, a tentativa de aumento na tensão de saída produz uma realimentação negativa que quase elimina o aumento original.

Se a tensão regulada de saída tenta diminuir, a saída do comparador diminui a tensão na entrada não-inversora do conversor de triangular para pulso. Isto resulta em um ciclo de trabalho maior, de forma que mais tensão sai do filtro *LC*. O efeito final é um aumento na tensão de saída muito menor do que ocorreria sem a realimentação negativa.

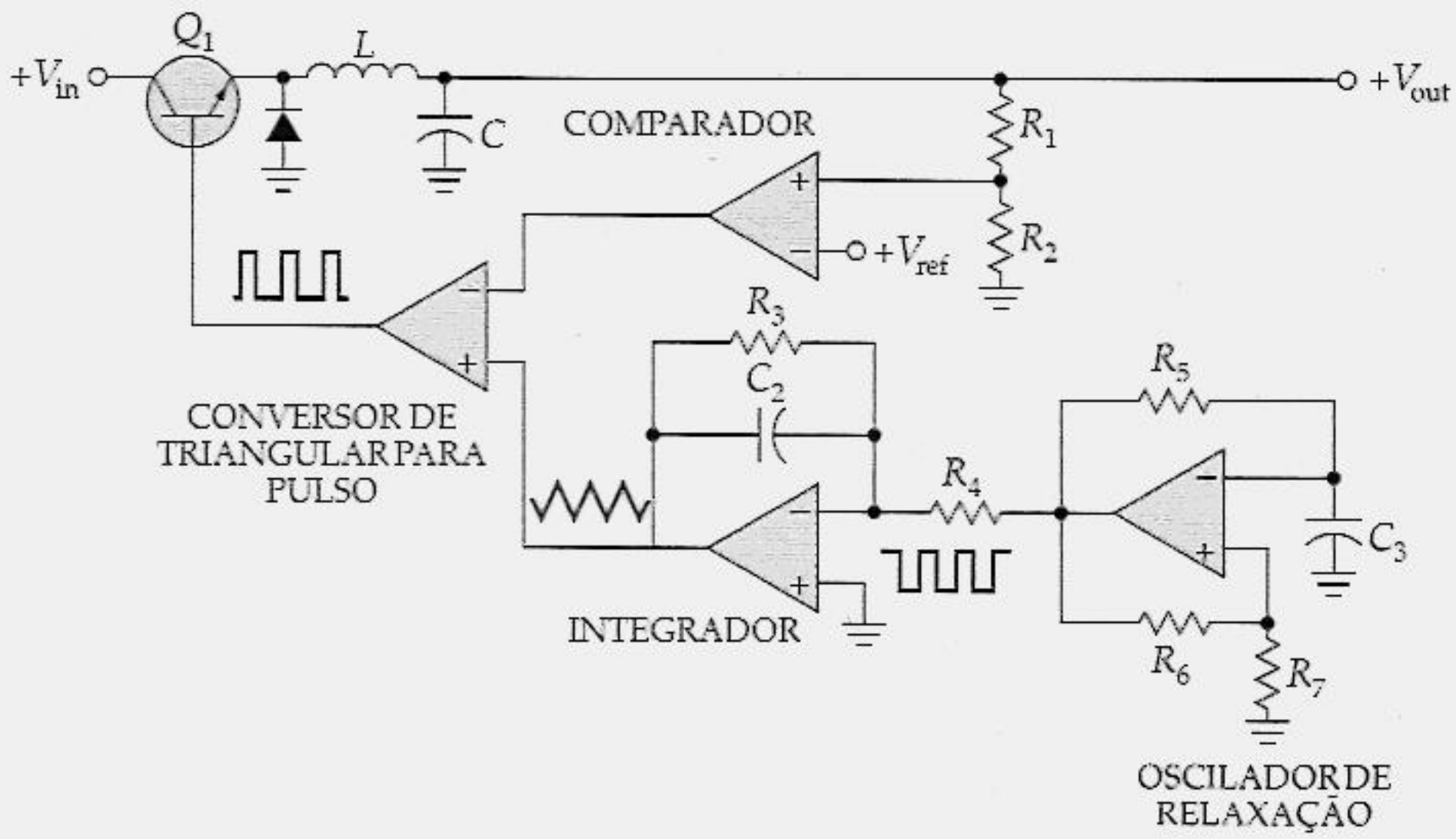


Figura 23.25 Regulador chaveado.

Nesse sistema, há ganho de malha aberta suficiente para assegurar uma tensão de saída bem regulada. Como a tensão de erro para o comparador é próxima de zero, a tensão sobre R_2 é aproximadamente igual a V_{ref}. Portanto, a corrente através de R_2 é

$$I = \frac{V_{ref}}{R_2}$$

Essa corrente circula através de R_1, o que significa que a tensão de saída é dada por

$$V_{out} = \frac{V_{ref}}{R_2}(R_1 + R_2) \tag{23.27}$$

Exemplo 23.14

Na Figura 23.25, $V_{ref} = 1{,}25$ V, $R_1 = 3$ kΩ e $R_2 = 1$ kΩ. Qual a tensão regulada de saída?

Solução

Devido às tensões das entradas inversora e não-inversora serem aproximadamente iguais, a tensão sobre R_2 é igual a V_{ref}, ou 1,25 V. Isto significa que a corrente através de R_2 é

$$I = \frac{1{,}25\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 1{,}25\ \text{mA}$$

Essa corrente também circula através de R_1. Portanto, a tensão de saída é

$$V_{out} = (1{,}25\ \text{mA})(3\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega) = 5\ \text{V}$$

Exemplo 23.15

Se a tensão não-regulada de entrada for de + 25 V, qual o ciclo de trabalho dos pulsos na base de Q_1 no circuito do Exemplo 23.14?

Solução

Reorganize a Equação (23.26) para obter

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Agora, substitua e resolva da seguinte forma:

$$D = \frac{5\ \text{V}}{25\ \text{V}} = 0{,}2$$

Se você multiplicar esse resultado por 100%, você terá um ciclo de trabalho de 20%.

TÓPICOS OPCIONAIS

23.8 LIMITAÇÃO DESDOBRADA

Uma forma de reduzir a alta potência dissipada de um regulador em série, sob condições de carga em curto-circuito, é com o circuito mostrado na Figura 23.26*a*. A corrente de carga I_{out} que passa através de R_4 produz uma queda de tensão de aproximadamente $I_{out}R_4$. Isto significa que a tensão de $I_{out}R_4 + V_{out}$ alimenta um divisor de tensão (R_5 e R_6) cuja saída controla Q_3. A fração de realimentação do divisor de tensão é aproximadamente

$$K = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \tag{23.28}$$

As fórmulas a seguir podem ser deduzidas. No momento em que os terminais da carga são curto-circuitados, a corrente de saída é

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{KR_4} \tag{23.29}$$

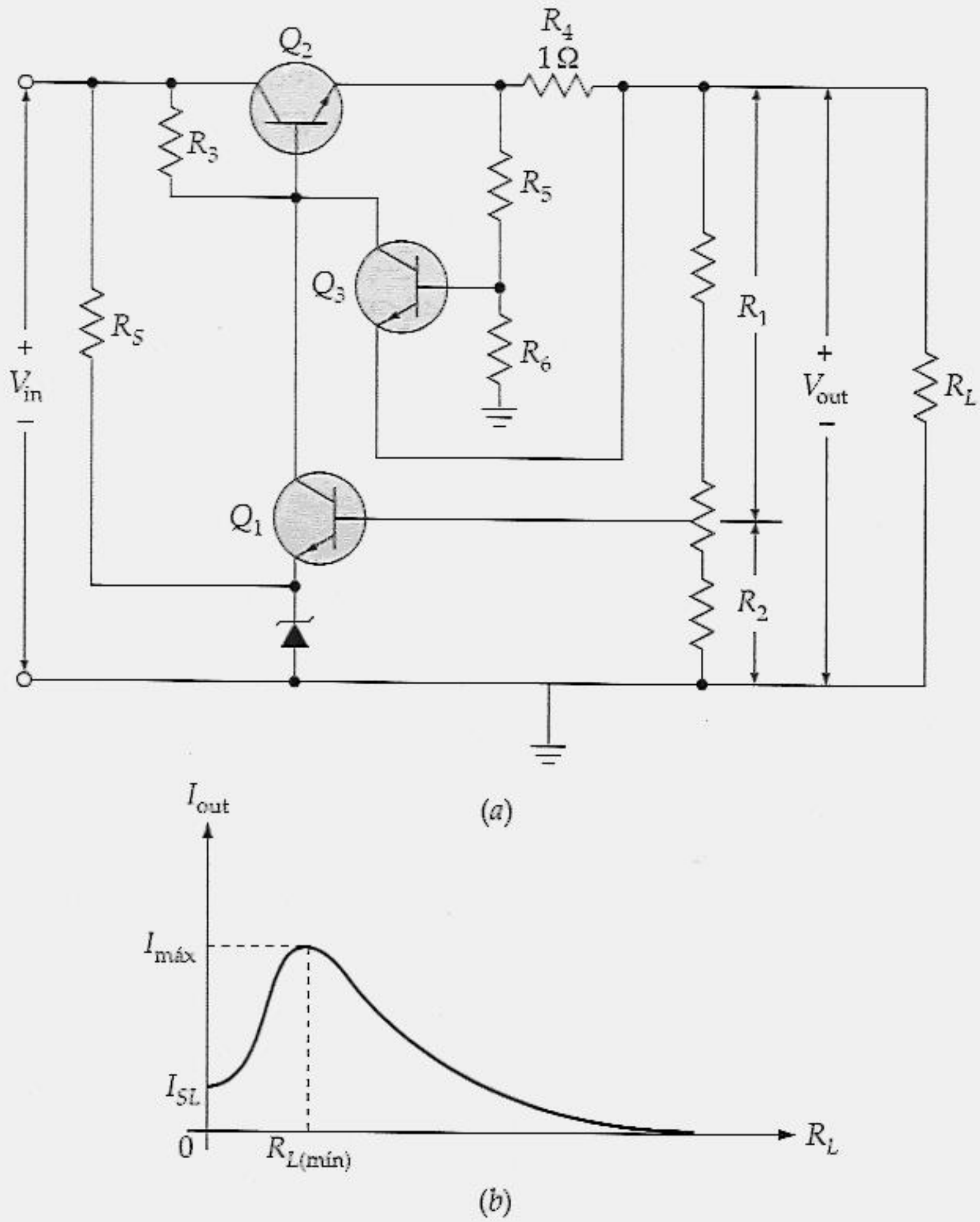


Figura 23.26 (*a*) Regulador de tensão com limitação de corrente desdobrada; (*b*) desdobrado significa que a corrente de carga em curto-circuito é menor do que a corrente máxima de carga.

Quando os terminais da carga não estiverem em curto-circuito, a corrente máxima de carga será

$$I_{\text{máx}} = I_{SL} + \frac{(1 - K)V_{\text{out}}}{KR_4} \tag{23.30}$$

Essa equação afirma que a corrente máxima de carga é maior do que a corrente de carga em curto-circuito. Tipicamente, K é escolhido de modo a produzir uma corrente máxima de carga de duas a três vezes a corrente de carga em curto-circuito. A principal vantagem da limitação de corrente desdobrada é a de reduzir a dissipação de potência no transistor de passagem quando os terminais de carga acidentalmente entrarem em curto-circuito.

A Figura 23.26*b* mostra como a corrente de saída varia com a resistência de carga. Quando R_L é grande, I_{out} é pequena. Quando R_L diminui, I_{out} aumenta até atingir um valor máximo, $I_{\text{máx}}$. O circuito ainda tem uma tensão de saída regulada para a sua corrente de carga máxima. Além desse ponto, a limitação de corrente desdobrada acaba. Qualquer diminuição posterior em R_L força I_{out} a diminuir. Quando R_L for zero, I_{out} será igual a I_{SL}.

Exemplo 23.16

A tensão de saída da Figura 23.27 é ajustada para 10 V. Se o V_{BE} for de 0,7 V para o transistor limitador de corrente, quais os valores da corrente de carga em curto-circuito e da corrente de carga máxima?

Solução

A fração de realimentação do divisor de tensão limitador de corrente é

$$K = \frac{180}{20 + 180} = 0{,}9$$

Da Equação (23.29),

$$I_{SL} = \frac{0{,}7\ \text{V}}{0{,}9(1\ \Omega)} = 0{,}778\ \text{A}$$

Da Equação (23.30),

$$I_{\text{máx}} = 0{,}778\ \text{A} + \frac{(1 - 0{,}9)(10\ \text{V})}{0{,}9\ (1\ \Omega)} = 1{,}89\ \text{A}$$

O regulador pode fornecer uma corrente de carga máxima de 1,89 A. A resistência mínima de carga é 10 V/1,89 A ou 5,29 Ω. Se a resistência de carga for menor do que este valor, a corrente de carga será menor do que 1,89 A. Quando os terminais da carga estão em curto-circuito, a corrente de carga cai para 0,778 A.

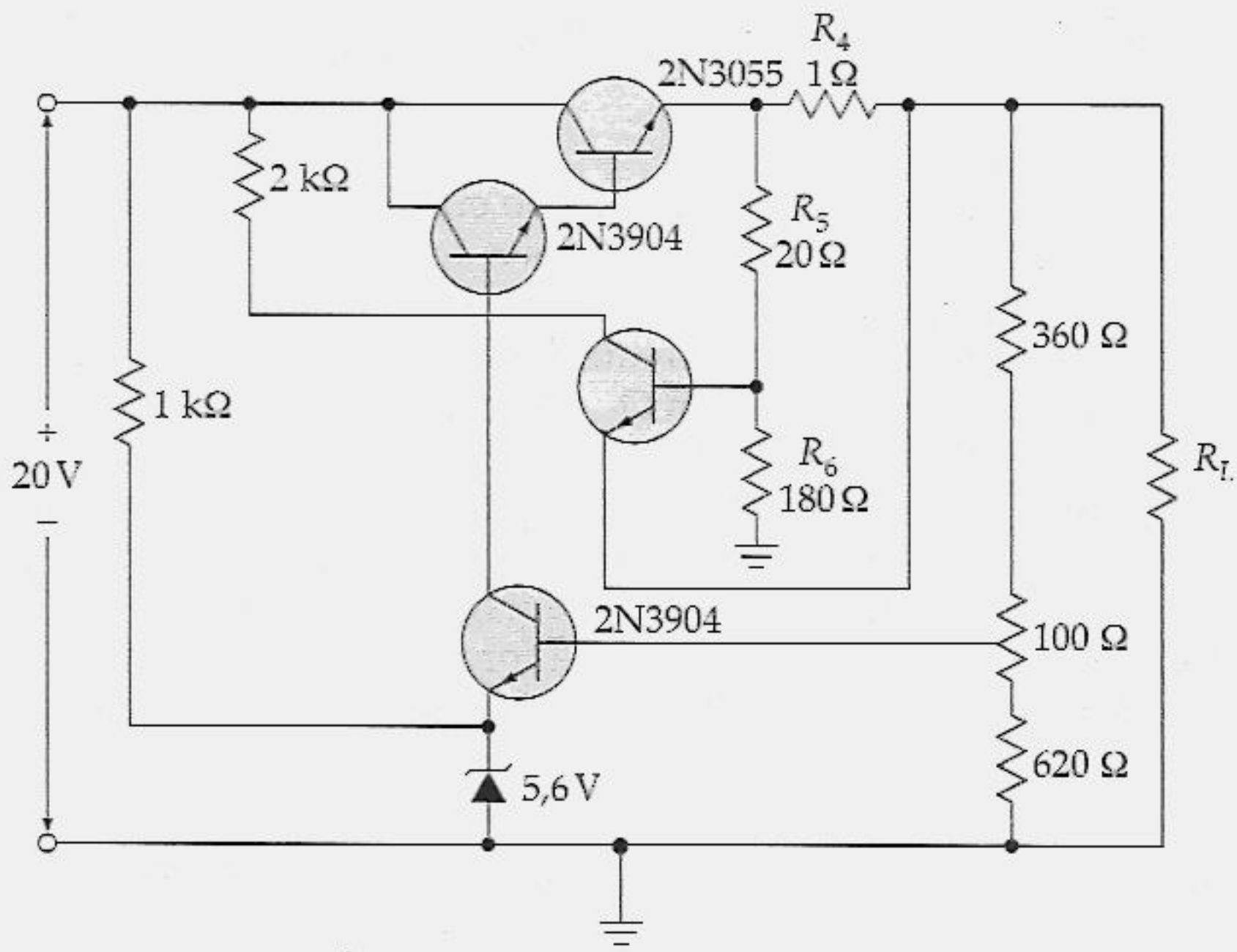


Figura 23.27 Regulador de tensão que utiliza o transistor de passagem Darlington e a limitação de corrente desdobrada.

Exemplo 23.17

Para o Exemplo 23.16, calcule a dissipação de potência do transistor de passagem quando os terminais de carga estiverem em curto-circuito.

Solução

Com a carga em curto-circuito, a tensão da carga é zero e a tensão do emissor do 2N3055 é

$$V_E = (0{,}778\ \text{A})(1\ \Omega) = 0{,}778\ \text{V}$$

Como a tensão de entrada é de 20 V, a tensão através do 2N3055 é

$$V_{CE} = 20\ \text{V} - 0{,}778\ \text{V} = 19{,}2\ \text{V}$$

e a dissipação de potência é

$$P_D = (19{,}2\ \text{V})(0{,}778\ \text{A}) = 14{,}9\ \text{W}$$

Essa dissipação de potência é muito mais baixa do que seria com um limitador de corrente simples.

23.9 SAÍDA REGULADA COM LIMITAÇÃO DESDOBRADA

A Figura 23.28 mostra uma versão melhorada do circuito da Figura 23.20. O primeiro circuito utiliza um LM340 com dois transistores e dois resistores sensores de corrente para produzir uma limitação de corrente simples. Acrescentando um outro transistor, podemos produzir uma limitação de corrente desdobrada. Da mesma forma que antes, R_1 é o resistor sensor de corrente que leva Q_1, o transistor externo, à condução. A tensão sobre R_2 é utilizada para levar Q_2 à condução. Porém, a situação agora é mais complicada, pois o divisor de tensão aciona a base de Q_2. Em algum ponto, Q_2 conduz e aciona o divisor de tensão para Q_3. O funcionamento completo desse circuito é muito complexo para ser analisado agora. A principal vantagem desse circuito é que a corrente com a carga em curto-circuito é menor do que a corrente máxima de carga. Isto diminui a dissipação de potência no transistor externo sob condições de carga em cuito-circuito.

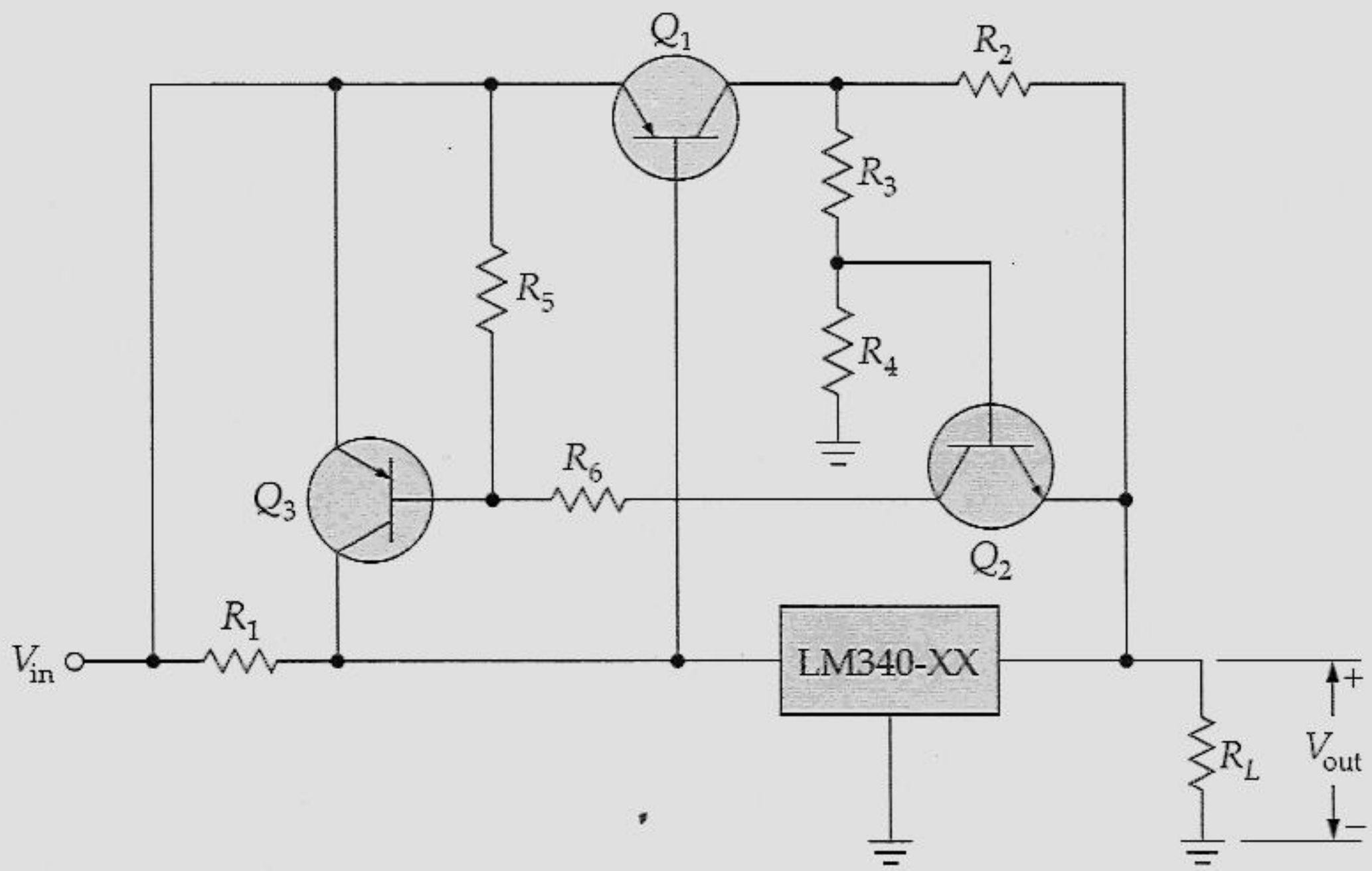


Figura 23.28 Regulador com limitação de corrente desdobrada.

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 23.1 Regulação por Realimentação de Tensão

O coeficiente de temperatura dos diodos Zener é aproximadamente zero, entre 5 e 6 V. Essa alta estabilidade na tensão Zener é utilizada como a tensão de referência para circuitos reguladores com realimentação negativa. A tensão de saída é amostrada e realimentada para o amplificador. Isto produz uma variação na tensão de saída que se opõe à variação original. O efeito total é uma tensão de saída que varia bem menos do que se não tivesse a realimentação negativa.

Seção 23.2 Limitação de Corrente

Se houver alguma possibilidade de um curto-circuito acidental no resistor de carga, o projetista incluirá uma limitação de corrente em um regulador de tensão. A corrente de carga que circula através de um resistor sensor de corrente produz uma tensão que é diretamente proporcional à corrente de carga. À medida que a resistência de carga se aproxima de zero, a tensão na mesma se aproxima de zero na mesma razão. Portanto, a corrente de carga permanece aproximadamente constante e limitada a um valor determinado pela resistência de limitação de corrente.

Seção 23.3 Características da Fonte de Alimentação

A regulação de carga é definida como a variação na tensão de carga quando a corrente de carga varia entre seus valores mínimo e máximo especificados. A regulação de linha é a variação na tensão de carga quando a tensão de linha varia entre os seus valores máximo e mínimo especificados. Essas duas definições podem ser expressas em percentagem. Os reguladores de tensão são equivalentes a fontes de tensão quase ideais com impedâncias de saída extremamente pequenas. A ondulação (*ripple*) de entrada é equivalente a uma variação na tensão de linha. O regulador de tensão reduz essa ondulação, da mesma forma que o faz com uma variação na tensão de linha.

Seção 23.4 CIs Reguladores com Três Terminais

A mais recente geração de CIs reguladores de tensão tem apenas três pinos: um para a entrada da tensão não-regulada, um para a tensão regulada de saída e um para o terra. Em algumas aplicações, o terceiro pino não é aterrado, sendo conectado a um divisor de tensão para alterar o valor da tensão regulada de saída. A série LM340-XX é um exemplo típico de reguladores de três terminais. Ela está disponível com tensões preestabelecidas de 5, 12 e 15 V e com uma tolerância de ± 4%. A série LM340-A tem uma tolerância de ± 2%. CIs reguladores negativos e CIs reguladores ajustáveis também são disponíveis.

Seção 23.5 Reforçadores (*Boosters*) de Corrente

Para ampliar a capacidade de corrente de um regulador de três terminais, podemos acrescentar um transistor de passagem externo em paralelo com o

regulador de tensão. A corrente máxima que passa através de um regulador é estabelecida com um resistor sensor de corrente. A tensão através desse resistor é utilizada para gerar a tensão V_{BE} do transistor externo. Quando a corrente máxima do regulador exceder, a corrente extra passa através do transistor externo para a carga. Acrescentando um segundo transistor e um resistor sensor de corrente, teremos uma limitação simples de corrente. Projetos mais avançados incluem limitação de corrente por desdobramento.

Seção 23.6 Conversor *cc-cc*

Às vezes necessitamos de uma fonte de alimentação que converta uma tensão *cc* de um valor em uma tensão *cc* de um outro valor. A idéia é gerar uma onda retangular a partir de uma tensão *cc* de entrada. Essa tensão é então elevada ou abaixada com um tipo especial de transformador. A saída desse transformador também é retangular, porém o seu valor de pico a pico é diferente da tensão de entrada. A tensão no secundário pode então ser retificada e filtrada para se obter um novo valor de tensão *cc*.

Seção 23.7 Reguladores Chaveados

Há três configurações básicas para o transistor de saída e o filtro: abaixadora (*step-down*), elevadora (*step-up*) e inversora. A abaixadora é a mais amplamente utilizada, pois ela é a melhor escolha quando se precisa de uma tensão baixa e de uma alta corrente. Os computadores pessoais utilizam + 5 V a uma alta corrente. Assim o regulador chaveado abaixador é amplamente utilizado nos PCs. Uma forma de construir um regulador chaveado abaixador é utilizar um transistor de passagem seguido de um filtro *LC*. O transistor de passagem é levado à condução e ao corte por meio de uma série de pulsos retangulares. A tensão de saída é amostrada e realimentada para o circuito que controla o ciclo de trabalho desses pulsos. A realimentação negativa produz uma tensão regulada de saída.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 23.2 Tensão de Saída de um Regulador em Série Discreto

$$V_{out} = A_{CL}(V_Z + V_{BE})$$

Essa equação informa que a tensão de saída regulada é igual ao ganho de tensão de malha fechada vezes a soma da tensão Zener com a queda de tensão no diodo. Com A_{CL} maior do que 1 significa que a tensão regulada de saída é tão estável quanto a tensão Zener e a queda de tensão no diodo.

Equação 23.7 Regulação de Carga

$$\text{LR} = V_{NL} - V_{FL}$$

Essa é uma fórmula de definição. Ela informa que a regulação de carga é igual à diferença entre as tensões sem carga e com carga máxima.

Equação 23.8 Percentagem da Regulação de Carga

$$\%\text{LR} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\%$$

Essa é a definição histórica da regulação de carga, expressa como uma percentagem. Você pode simplificar os cálculos utilizando V_{NL} no denominador. Essa troca introduzirá algum erro, porém ele será insignificante quando %LR for pequena.

Equação 23.10 Regulação de Linha

$$SR = V_{HL} - V_{LL}$$

Essa é uma outra fórmula de definição. Ela informa que a regulação de linha é igual à variação na tensão de carga para a maior e a menor tensão de linha especificada para o regulador.

Equação 23.11 Percentagem da Regulação de Linha

$$\%SR = \frac{SR}{V_{nom}} \times 100\%$$

Essa equação informa que a percentagem da regulação de linha é igual à regulação de linha dividida pela tensão nominal de linha vezes 100%.

Equação 23.12 Impedância de Saída

$$z_{out(CL)} = \frac{z_{out}}{1 + AB}$$

Essa equação mostra o que acontece com a impedância de saída de um regulador de tensão. Devido à realimentação negativa, a impedância de saída de malha fechada se aproxima de zero. Este é o motivo pelo qual o regulador de tensão funciona como uma fonte de tensão quase ideal com uma impedância de saída ou Thévenin que é próxima de zero.

Equação 23.14 Rejeição à Ondulação

$$RR = \frac{V_{R(out)}}{V_{R(in)}}$$

Além de regular a tensão na carga, o regulador de tensão atenua a ondulação (*ripple*). Com isso, elimina-se a necessidade de um filtro maior na fonte de alimentação não-regulada. Geralmente, um retificador em ponte e um filtro capacitivo são suficientes para produzir a tensão não-regulada de entrada para um regulador de tensão. O regulador produz então uma saída regulada com uma ondulação muito pequena.

Equação 23.24 Dissipação de Potência

$$P_D = (V_{in} - V_{reg})I_L$$

Essa equação não é exata, mas é suficientemente precisa. Ela afirma que a dissipação de potência de um regulador de três terminais é igual à diferença entre a tensão de entrada e a de saída regulada vezes a corrente de carga. Ela se baseia na idéia de que a maior parte da potência dissipada ocorre no transistor de passagem interno.

Equação 23.26 Dissipação de Potência

$$V_{out} = DV_{in}$$

Essa equação representa a idéia básica de como um regulador chaveado abaixador (*step-down*) controla a tensão de saída através da alteração do ciclo de trabalho D.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. O coeficiente de temperatura de um diodo Zener é aproximadamente zero quando a tensão Zener for
   a) 0 *c*) 15 V
   b) 6 V *d*) 45 V

2. A tensão Zener em um regulador de tensão é denominada de
   a) Tensão gerada por sensor de corrente
   b) Tensão de referência
   c) Tensão de carga
   d) Tensão de realimentação

3. Os reguladores de tensão utilizam
   a) Realimentação negativa
   b) Realimentação positiva
   c) Nenhuma realimentação
   d) Realimentação de corrente

4. O ganho de tensão de malha fechada de um regulador de tensão é geralmente maior do que
   a) 1 *c*) A tensão de carga
   b) A tensão Zener *d*) 10

5. A dissipação de potência do transistor de passagem é igual à tensão coletor-emissor vezes a
   a) Corrente de base
   b) Corrente de carga
   c) Corrente Zener
   d) Corrente de realimentação

6. Sem a limitação de corrente, uma carga curto-circuitada provavelmente
   a) Produzirá uma corrente de carga zero
   b) Destruirá diodos e transistores
   c) Terá uma tensão de carga igual à tensão Zener
   d) Terá uma corrente de carga muito pequena

7. Um resistor sensor de corrente é geralmente
   a) Zero *c*) Grande
   b) Pequeno *d*) Aberto

8. A limitação simples de corrente produz um grande aquecimento no
   a) Diodo Zener
   b) Resistor de carga
   c) Transistor de passagem
   d) Ar ambiente

9. Com a limitação de corrente por desdobramento, 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 1 A

10. Pode ser necessária a colocação de um capacitor em um regulador de tensão discreto para evitar
    a) Realimentação negativa
    b) Corrente de carga excessiva
    c) Oscilações
    d) Sensor de corrente

11. Se a saída de um regulador de tensão variar de 15 para 14,7 V para uma variação de corrente entre a mínima e a máxima, a regulação de carga será de
    a) 0,2 V *c*) 0,7 V
    b) 0,3 V *d*) 14,7 V

12. Na questão 11, a percentagem de regulação de tensão está próxima de
    a) 0 *c*) 2%
    b) 1% *d*) 5%

13. Se a tensão de saída de um regulador de tensão variar de 20 para 19,8 V, no momento em que a tensão de linha variar em sua faixa especificada, a regulação de linha será de
    a) 0,2 V *c*) 0,8 V
    b) 0,3 V *d*) 19,8 V

14. Na questão 13, a percentagem de regulação de linha será de
a) 0 *c*) 2%
b) 1% *d*) 5%

15. 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 tensão de saída

16. Comparando a ondulação de entrada de um regulador de tensão à sua ondulação de saída, esta é
a) Igual em valor
b) Muito maior
c) Muito menor
d) Impossível de se determinar

17. Um determinado regulador de tensão possui uma rejeição à ondulação de – 60 dB. Se a ondulação de entrada for de 1 V, a ondulação de saída será de
a) – 60 mV *c*) 10 mV
b) 1 mV *d*) 1.000 V

18. O desligamento térmico ocorrerá em um CI regulador se
a) A dissipação de potência for muito alta
b) A temperatura interna for muito alta
c) A corrente através do dispositivo for muito alta
d) Tudo o que foi citado acima ocorrer

19. Se um CI regulador estiver a alguns centímetros do capacitor de filtro, podem ocorrer oscilações internas ao CI, a menos que você utilize
a) Limitação de corrente
b) Um capacitor de desvio (*bypass*) no pino de entrada
c) Um capacitor de acoplamento no pino de entrada
d) Uma tensão de entrada regulada

20. A série LM340 de reguladores de tensão produz uma tensão de saída que é
a) Positiva
b) Negativa
c) Positiva ou negativa
d) Não-regulada

21. O LM340-12 produz uma tensão de saída regulada de
a) 3 V *c*) 12 V
b) 4 V *d*) 40 V

22. Um reforçador de corrente é um transistor em
a) Série com o CI regulador
b) Paralelo com o CI regulador
c) Série ou em paralelo
d) Paralelo com a carga

23. Para um reforçador de corrente entrar em condução, podemos acionar os terminais base-emissor com uma tensão proveniente de
a) Um resistor de carga
b) Uma impedância Zener
c) Um outro transistor
d) Um resistor sensor de corrente

24. O dissipador de um regulador de três terminais é geralmente grande e mais caro do que o dissipador de
a) Um CI regulador
b) Um diodo Zener
c) Um transistor externo
d) Uma fonte de alimentação

25. Um divisor de fase produz duas tensões que são
a) Iguais em fase
b) Iguais em amplitude
c) De amplitude opostas
d) Muito pequenas

26. Um regulador em série é um exemplo de um
a) Regulador linear
b) Regulador chaveado
c) Regulador em paralelo
d) Conversor *cc-cc*

27. O regulador chaveado mais amplamente utilizado é o
   a) Abaixador (*step-down*)
   b) Elevador (*step-up*)
   c) Inversor
   d) Linear

28. Para se conseguir uma tensão de saída maior a partir de um regulador chaveado abaixador, você tem de
   a) Diminuir o ciclo de trabalho
   b) Diminuir a tensão de entrada
   c) Aumentar o ciclo de trabalho
   d) Aumentar a linearidade

29. O regulador abaixador (*step-down*) é útil quando se deseja produzir tensões baixas em
   a) Baixas correntes
   b) Altas correntes
   c) Altas impedâncias
   d) Baixas impedâncias

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 23.1 Regulação por Realimentação de Tensão

23.1 Qual a tensão regulada mínima de saída do circuito da Figura 23.29? E a máxima?

23.2 O cursor do potenciômetro está no centro de sua faixa no circuito da Figura 23.29, que possui uma resistência de carga de 7 Ω. O 2N3055 possui um ganho *cc* de 60 e o 2N3904 possui um ganho *cc* de 200. Qual a corrente através do diodo Zener?

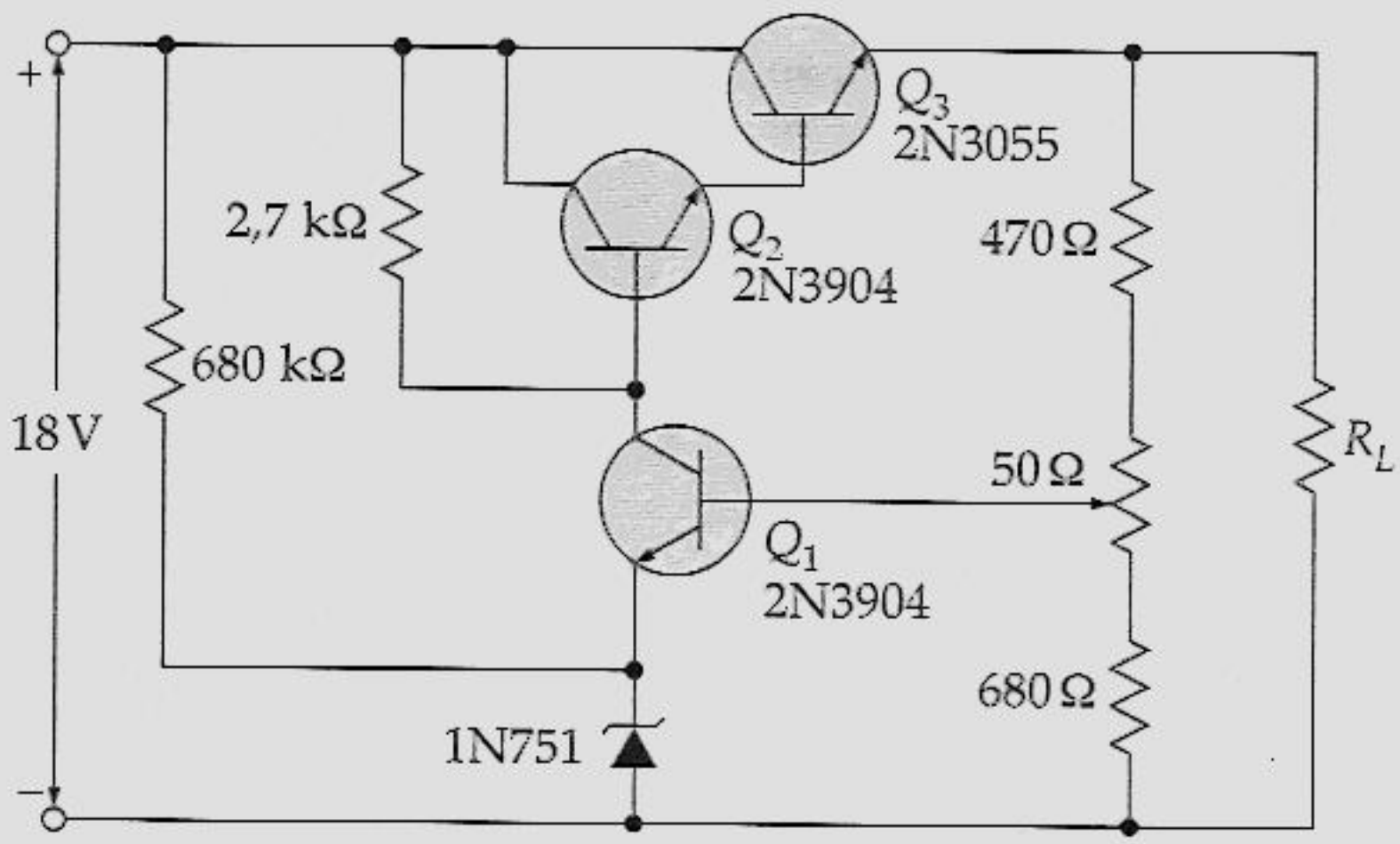


Figura 23.29

23.3 Calcule a dissipação de potência no 2N3055 do circuito da Figura 23.29 para o cursor do potenciômetro posicionado na extremidade superior e para uma resistência de carga de 10 Ω.

Seção 23.2 Limitação de Corrente

23.4 Na Figura 23.30, o cursor do potenciômetro está no centro de sua faixa. Qual a tensão de saída do regulador? Qual a corrente de carga no momento em que se inicia a limitação de corrente?

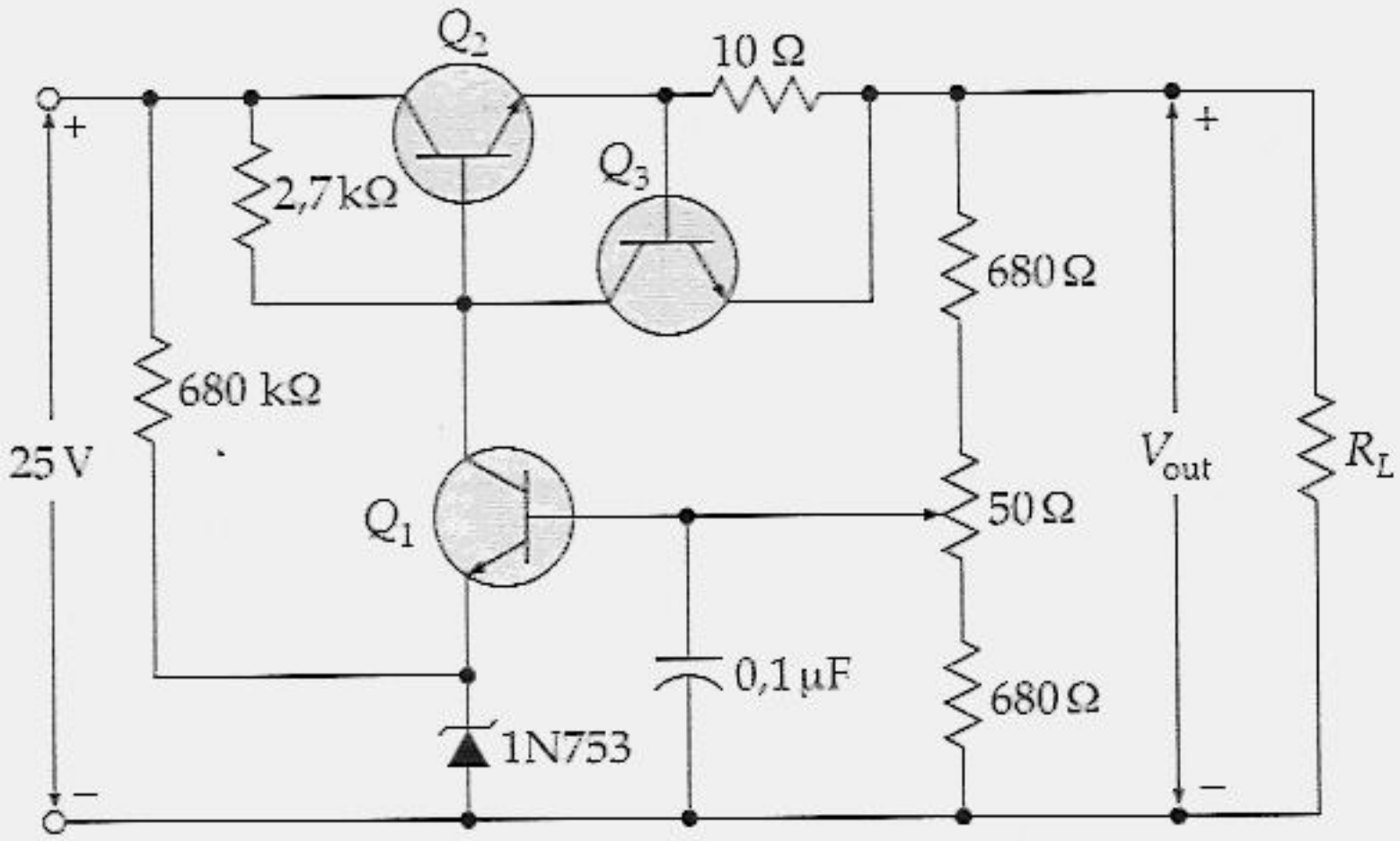


Figura 23.30

23.5 Qual a resistência de carga mínima no circuito da Figura 23.30 no momento em que se perde a regulação?

23.6 Qual a dissipação de potência do transistor de passagem no momento em que o resistor de carga for curto-circuitado no circuito da Figura 23.30?

Seção 23.3 Características da Fonte de Alimentação

23.7 Um regulador de tensão possui uma tensão de 27 V com carga máxima e uma tensão de 27,5 V sem carga. Qual a regulação de tensão? Qual a percentagem da regulação de tensão?

23.8 Uma fonte de alimentação regulada possui estas especificações: V_{out} = 20,3 V quando V_{line} = 127 V e V_{out} = 19,7 V quando V_{line} = 103 V. Qual a regulação de linha (*line*)? E a percentagem da regulação de linha?

23.9 Um regulador de tensão possui um fator de sacrifício de 200. Se a ondulação (*ripple*) de entrada for de 1 V, qual a ondulação de saída? E a rejeição à ondulação, expressa em decibéis?

23.10 As folhas de dados de um regulador de tensão fornecem uma rejeição à ondulação de 74 dB. Se a ondulação (*ripple*) de entrada for de 2 V, qual a ondulação de saída?

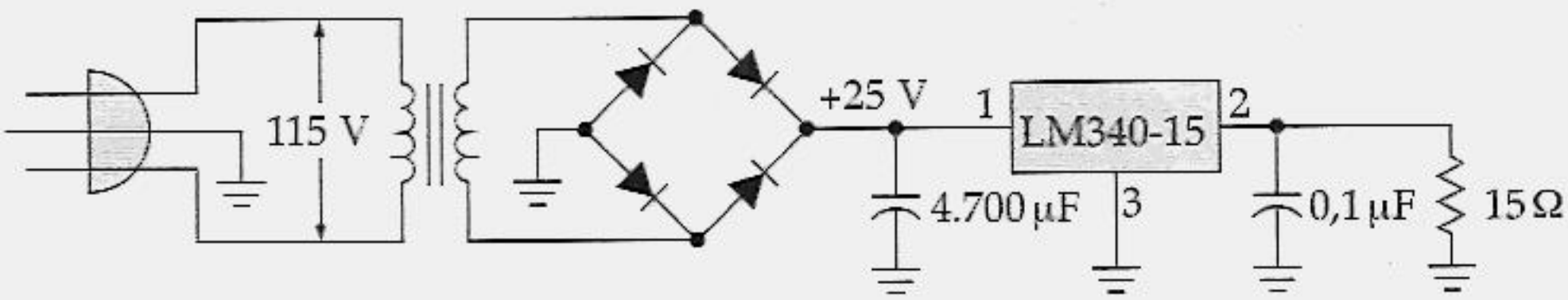


Figura 23.31

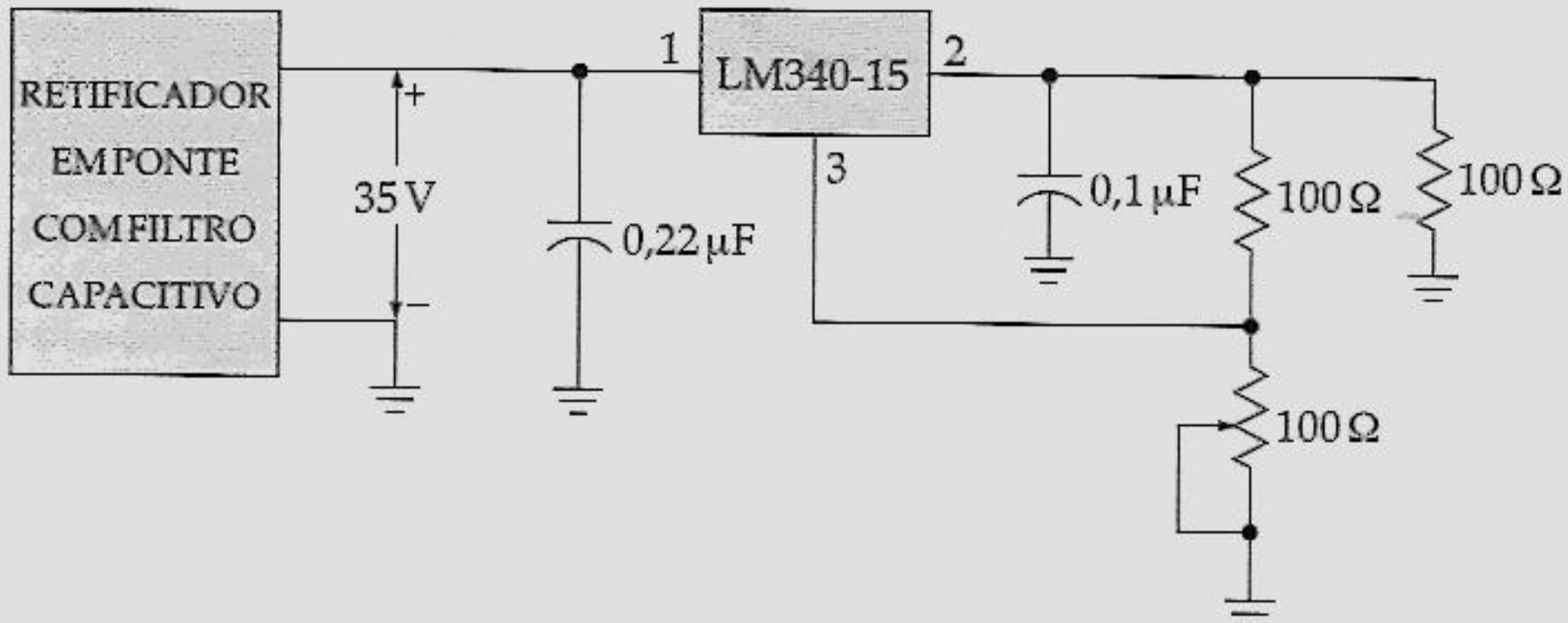


Figura 23.32

Seção 23.4 CIs Reguladores com Três Terminais

23.11 Qual a corrente de carga no circuito da Figura 23.31? E a ondulação de saída?

23.12 Se a tensão de linha for de 115 V ± 10% no circuito da Figura 23.31, qual a máxima corrente de carga? E a máxima ondulação?

23.13 Se a resistência de carga for alterada para 180 Ω no circuito da Figura 23.31, qual a ondulação de saída?

23.14 Quais são as tensões mínima e máxima no circuito da Figura 23.32?

Seção 23.5 Reforçadores (*Boosters*) de Corrente

23.15 Qual a dissipação de potência do LM340-12 no circuito da Figura 23.33?

23.16 Se a tensão de entrada do circuito da Figura 23.33 possuir uma tolerância de ± 10%, qual será a dissipação de potência, na pior situação, para o LM340-12?

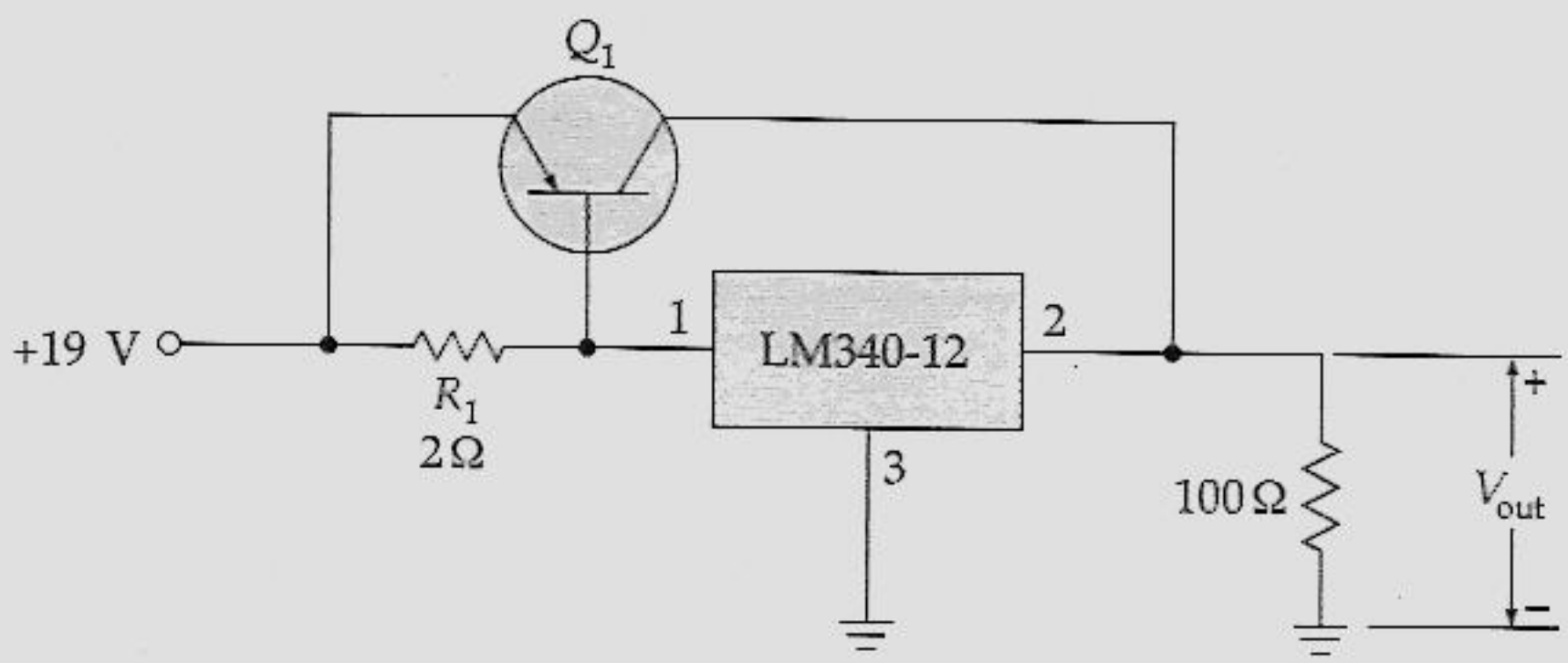


Figura 23.33

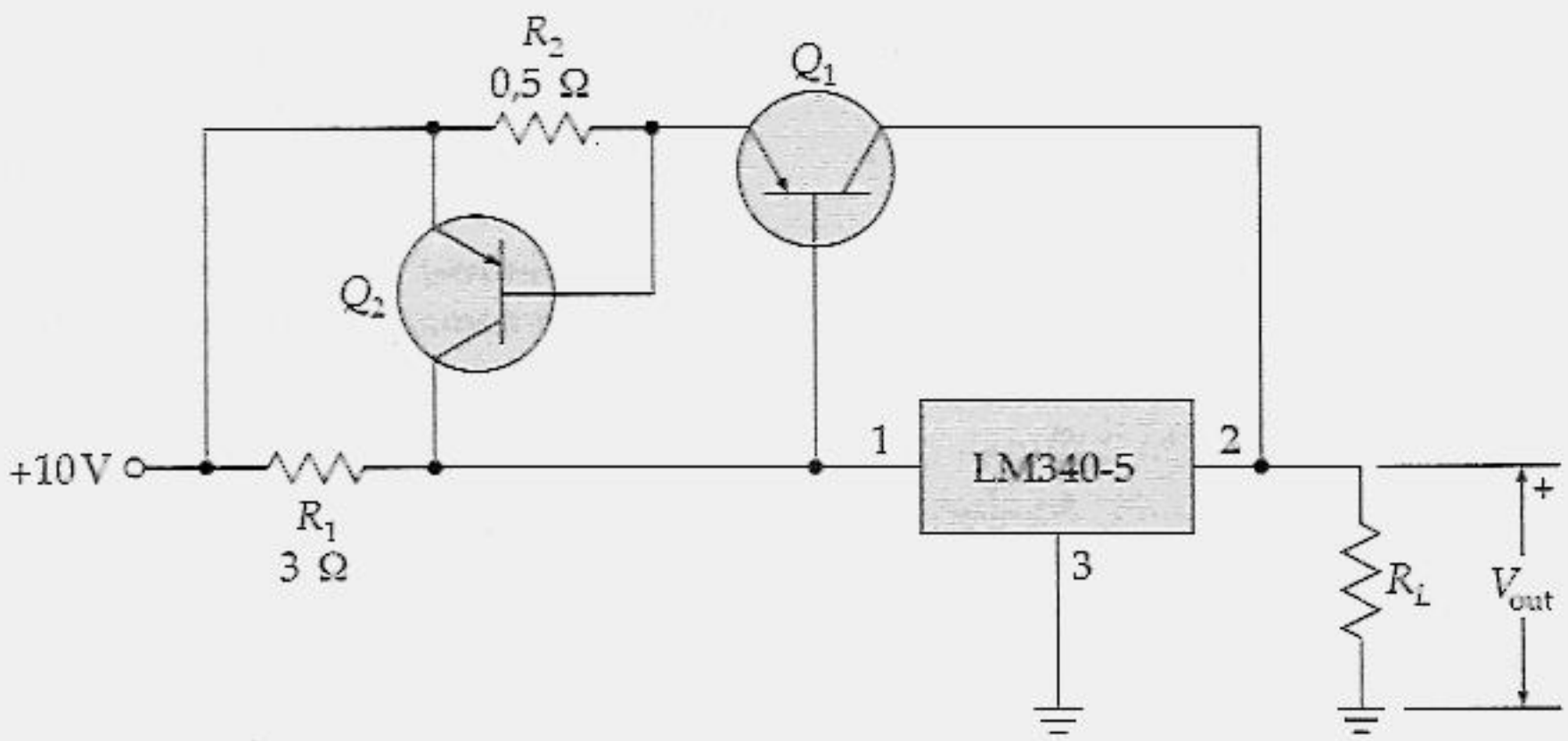


Figura 23.34

23.17 Considerando o circuito da Figura 23.34, estime o valor da corrente de carga no momento em que se iniciam a corrente externa e a limitação de corrente.

Seção 23.7 Reguladores Chaveados

23.18 Um regulador chaveado abaixador, Figura 23.25, possui um divisor de tensão que amostra a tensão de saída. Se V_{ref} = 1,25 V, R_1 = 820 Ω e R_2 = 330 Ω, qual a tensão de saída?

23.19 Com o ciclo de trabalho em 50%, se a tensão de entrada de um regulador chaveado for de 10 V, qual a tensão de saída? Se a tensão de entrada fosse de 15 V, qual seria o ciclo de trabalho necessário para manter a tensão de saída com o valor anterior?

PROBLEMAS PARA ANÁLISE DE DEFEITOS

23.20 No circuito da Figura 23.29, a tensão de saída aumenta, diminui ou permanece a mesma para cada um dos seguintes defeitos?

a) O 2N3055 curto-circuitado
b) O 2N3055 aberto
c) O diodo Zener curto-circuitado
d) O diodo Zener aberto

23.21 No circuito da Figura 23.30, a corrente com a carga em curto-circuito é de aproximadamente 7 mA. Qual das seguintes possibilidades é o defeito?
a) O resistor de 10 Ω em curto-circuito
b) O resistor de 680 Ω aberto
c) O potenciômetro aberto
d) Um resistor de 100 Ω sendo utilizado em vez de um de 10 Ω

23.22 A tensão de saída do circuito da Figura 23.14 deve aumentar, diminuir ou permanecer a mesma para cada uma das seguintes situações?
a) Um diodo aberto
b) O capacitor de filtro curto-circuitado
c) O LM317 com defeito
d) R_1 aberto

23.23 O regulador chaveado da Figura 23.25 possui os seguintes sintomas: a tensão de saída está quase igual à tensão de entrada, a onda triangular de saída do

integrador está correta e V_{ref} está normal. Qual das seguintes opções é um possível defeito?

a) Q_1 aberto
b) R_1 aberto
c) R_3 curto-circuitado
d) R_7 aberto
e) As entradas do conversor de triangular para pulso estão invertidas

PROBLEMAS AVANÇADOS

23.24 No circuito da Figura 23.34, qual o valor da corrente de carga na qual se inicia a limitação de corrente?

23.25 A Figura 23.25 mostra um regulador LM317 com desligamento eletrônico. Quando a tensão de desligamento for zero, o transistor entrará em corte e não terá nenhum efeito na operação. Porém, quando a tensão de desligamento for de aproximadamente 5 V, o transistor entrará em saturação. Qual a faixa ajustável da tensão de saída no momento em que a tensão de desligamento for zero? Qual valor terá a tensão de saída no momento em que a tensão de desligamento for de 5 V?

23.26 O transistor do circuito da Figura 23.35 está em corte. Para se conseguir uma tensão de saída de 15 V, que valor teria o resistor ajustável?

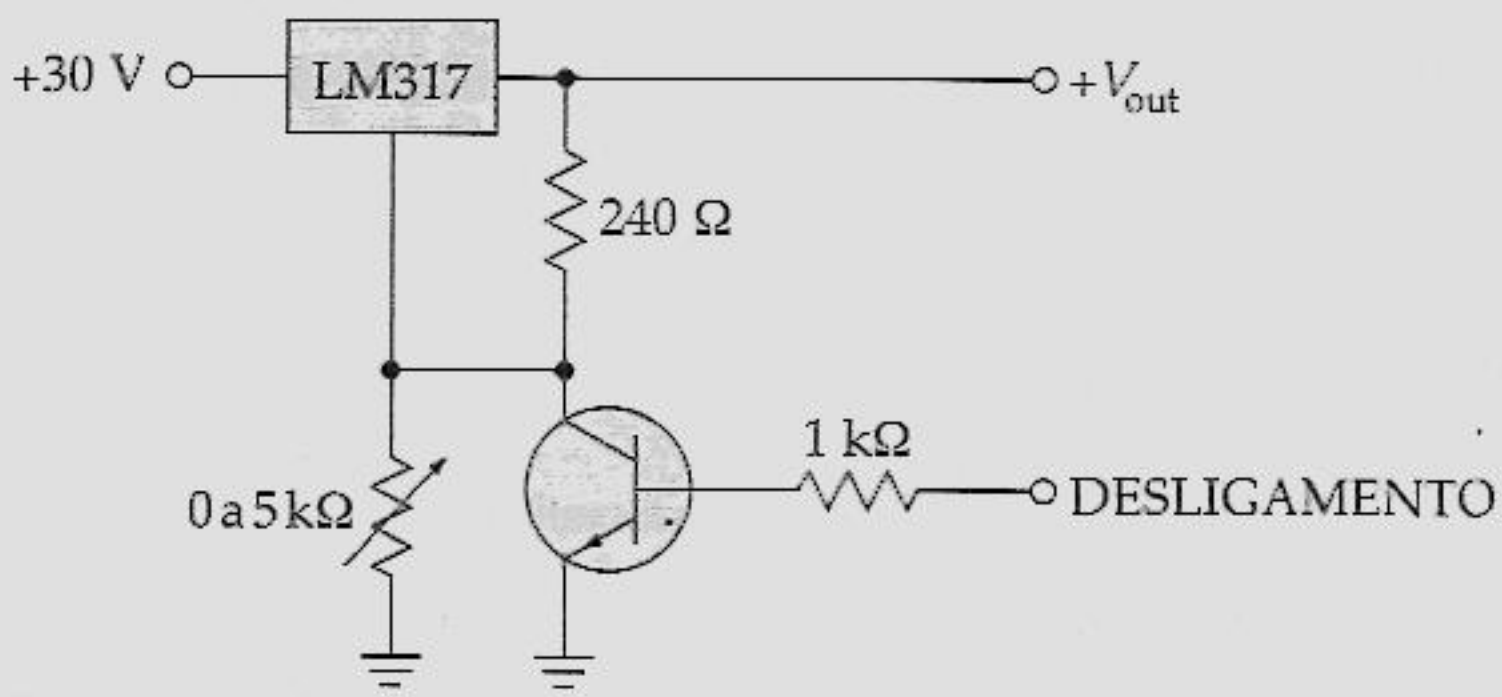


Figura 23.35

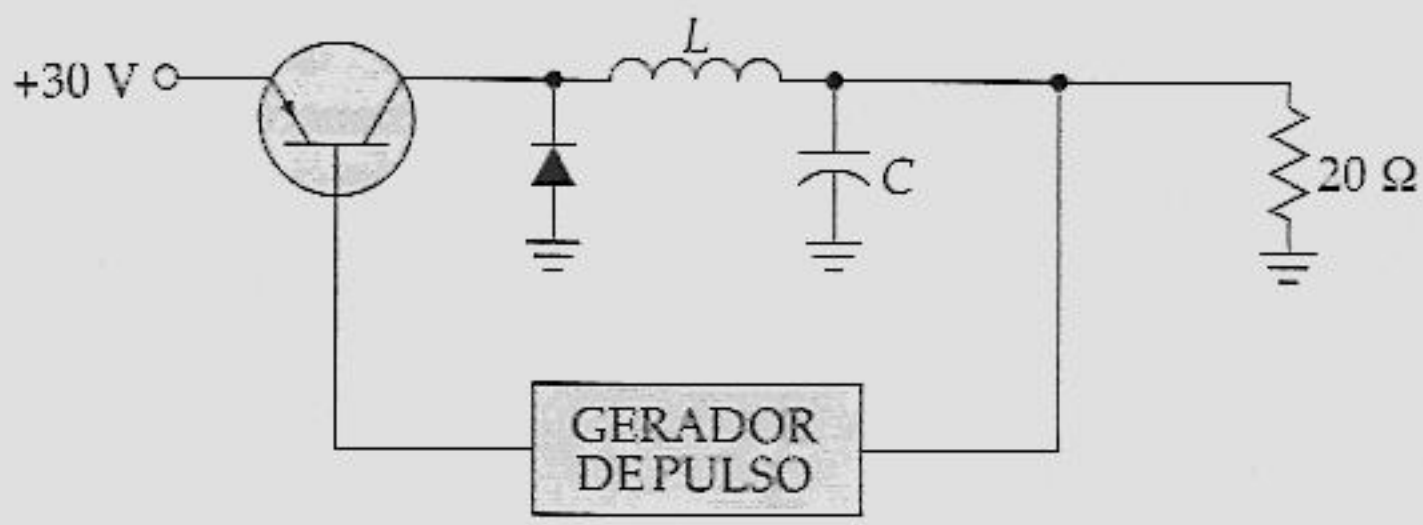


Figura 23.36

23.27 Quando um retificador em ponte e um filtro capacitivo acionam uma resistência, a descarga é exponencial. Mas quando eles acionam um regulador de tensão, a descarga é quase uma rampa perfeita. Explique por que isto acontece e qual o significado que isto tem para a Equação (4.8), no volume 1.

23.28 A Figura 23.36 mostra um regulador chaveado no qual o filtro *LC* é acionado pelo coletor em vez de pelo emissor. O transistor ainda funciona como uma chave e o circuito regula conforme descrito antes. Se a tensão de saída for de 15 V, qual a corrente contínua através do indutor? Se o ciclo de trabalho for de 25%, qual a corrente contínua através do diodo?

PROBLEMAS UTILIZANDO O "DISPOSITIVO VERIFICADOR DE DEFEITOS"

Utilize a Figura 23.37 para os problemas restantes. Nesse dispositivo verificador de defeitos você analisará defeitos em um regulador chaveado. Antes de começar, observe o quadro "OK" e decodifique os símbolos para observar as formas de onda normais com os seus valores de pico corretos. Nesse exercício, a maioria dos defeitos são CIs danificados, em vez de resistores. Quando um CI é danificado, qualquer coisa pode acontecer. Os pinos podem estar internamente abertos, em curto-circuito etc. Não importa qual é o problema interno do CI. O sintoma mais comum é uma *saída imobilizada*. Isto significa uma tensão de saída que está imobilizada na saturação positiva ou negativa. Se o sinal de entrada estiver correto, um CI com uma saída imobilizada tem de ser substituído, pois algo está danificado dentro dele. Os problemas a seguir lhe darão uma oportunidade de trabalhar com saídas que estão imobilizadas em + 13,5 ou – 13,5 V.

23.29 Encontre o defeito 1.

23.30 Encontre o defeito 2.

23.31 Encontre o defeito 3.

23.32 Encontre o defeito 4.

23.33 Encontre o defeito 5.

23.34 Encontre o defeito 6.

23.35 Encontre o defeito 7.

23.36 Encontre o defeito 8.

23.37 Encontre o defeito 9.

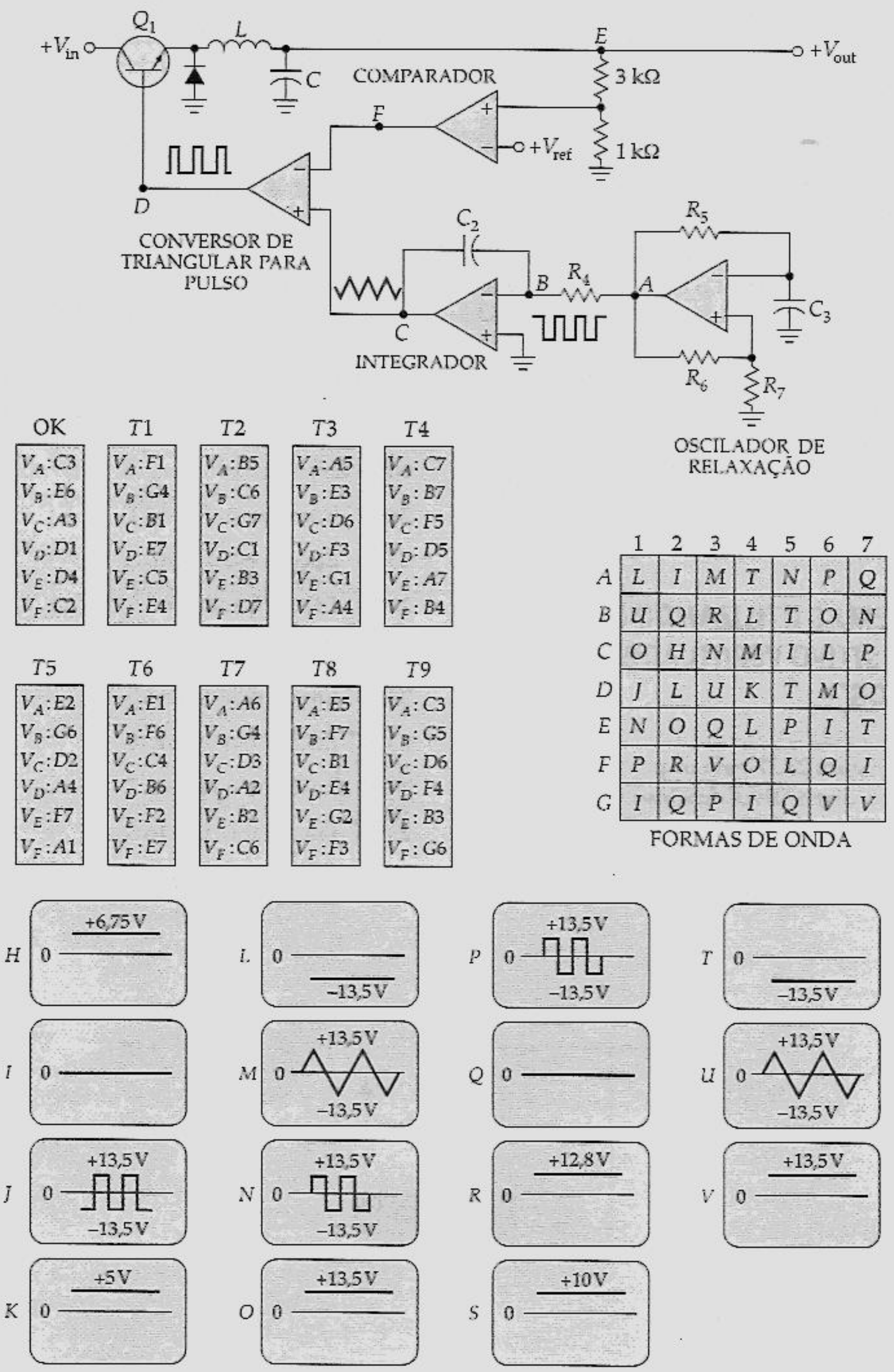


Figura 23.37 "Dispositivo Verificador de Defeitos"™. (*Patenteado: Cortesia de Malvino Inc.*)

Capítulo 24

CIRCUITOS DE COMUNICAÇÃO

Este último capítulo trata dos circuitos de comunicação como o amplificador classe C, que é mais eficiente do que um classe B, quando sintonizado numa freqüência específica. Para evitar a necessidade de indutores grandes no circuito de ressonância, os amplificadores classe C operam nas freqüências de rádio (RF), que estão acima de 20 kHz. Discutiremos também as harmônicas, a mistura de freqüências, a modulação e a demodulação. Com esses tópicos como fundamentos, seremos capazes de analisar um receptor de rádio típico.

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

- Descrever a operação classe C e calcular a freqüência de ressonância, a largura de banda e a saída máxima de um dado circuito.
- Calcular a corrente de dreno e a eficiência do estágio de um amplificador classe C.
- Definir: freqüência fundamental, harmônica, freqüência-soma e freqüência-diferença.
- Relembrar o funcionamento de multiplexadores e misturadores de freqüências.
- Fazer uma lista que contenha meia dúzia de fontes de ruído.
- Descrever a modulação de amplitude, a envoltória AM, o espectro AM e a demodulação AM.
- Desenhar um diagrama em bloco de um receptor super-heteródino.

▶ Descrever a modulação de freqüência e as suas vantagens sobre a modulação de amplitude.

24.1 OPERAÇÃO CLASSE C

A *operação classe* C significa a corrente de coletor que flui durante menos de 180° do ciclo *ca*. Isto implica que a corrente do coletor de um amplificador classe C seja altamente não-senoidal porque a corrente flui em pulsos. Para evitar a distorção que poderia ocorrer com uma carga puramente resistiva, o amplificador classe C sempre aciona um circuito-tanque ressonante. Isto resulta numa tensão de saída senoidal.

Amplificador Sintonizado

A Figura 24.1*a* mostra uma maneira de construir um amplificador classe C. O circuito-tanque ressonante é sintonizado na freqüência do sinal de entrada. Quando o circuito tem um alto fator de qualidade (Q), ocorre *ressonância em paralelo* em aproximadamente

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{24.1}$$

onde f_r = freqüência de ressonância

L = indutância

C = capacitância

Na freqüência de ressonância, a impedância do circuito ressonante em paralelo é muito alta e é puramente resistiva. (Esta aproximação supõe que o Q do circuito seja maior do que 10, uma condição que geralmente é satisfeita em circuitos RF sintonizados.) Quando o circuito é sintonizado na freqüência de ressonância, a tensão através de R_L é máxima e senoidal.

A Figura 24.1*b* mostra a variação do ganho de tensão com a freqüência. Como você pode ver, o ganho de tensão atinge um valor máximo $A_{máx}$ quando a freqüência é f_r. Acima e abaixo desta freqüência ressonante, o ganho de tensão diminui. Quanto mais alto o Q do circuito, mais rápido cai o ganho em cada lado do ponto de ressonância.

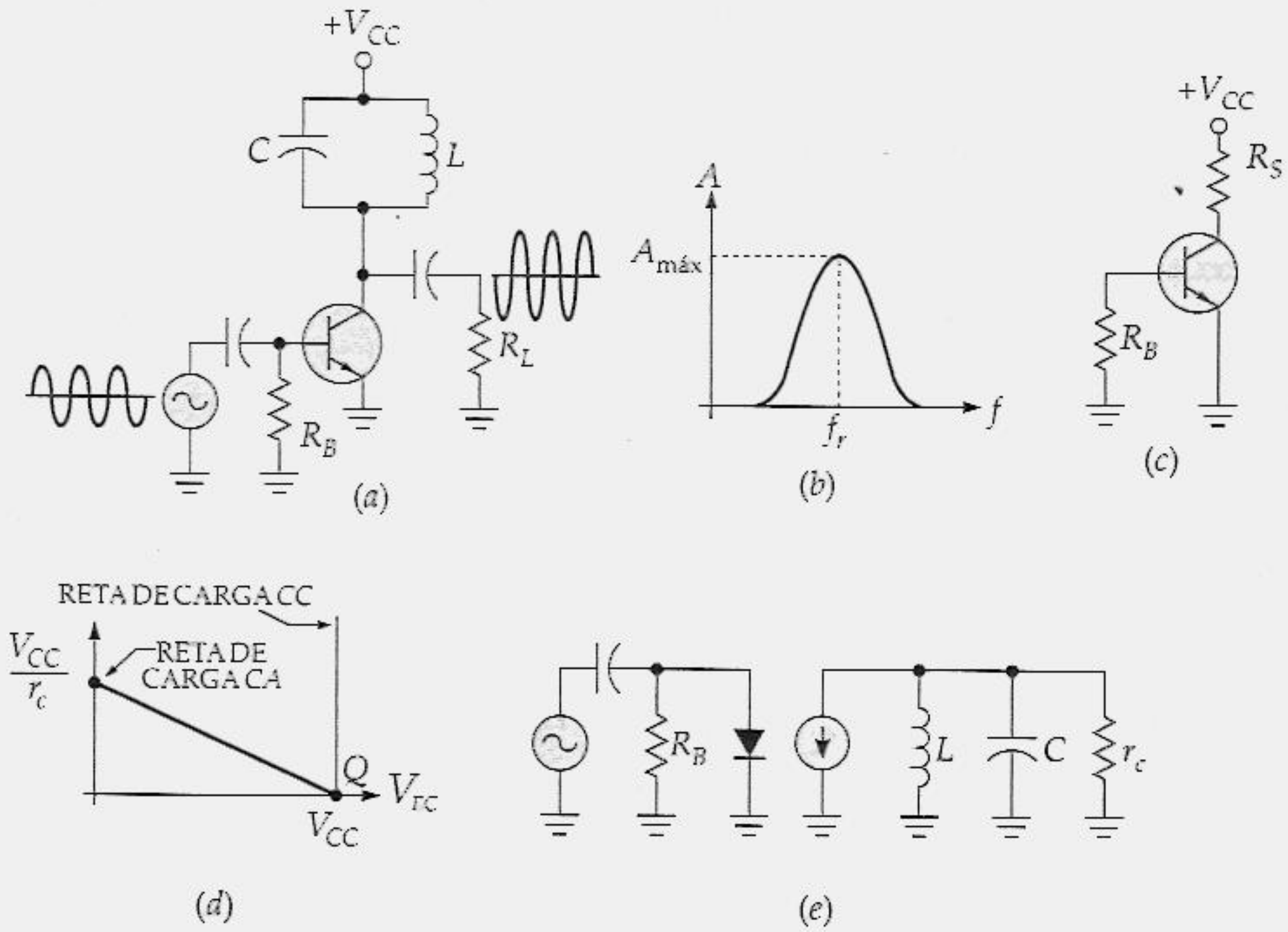


Figura 24.1 (*a*) Amplicador classe C sintonizado; (*b*) resposta de freqüência; (*c*) circuito equivalente *cc*; (*d*) linhas de carga; (*e*) circuito equivalente *ca* para Q maior do que 10.

Sem Polarização

A Figura 24.1*c* é o circuito equivalente *cc*. Observe que não há polarização aplicada ao transistor. Portanto, o seu ponto *Q* está no corte na linha de carga *cc*. Como não há polarização *cc*, V_{BE} é zero. Isto quer dizer que não há fluxo de corrente no coletor até que o sinal de entrada seja maior do que aproximadamente 0,7 V. Observe também que a resistência *cc* do coletor é R_S. Esta é a resistência *cc* do indutor de RF, tipicamente de poucos ohms.

Linhas de Carga

Como R_S é muito pequeno, a linha de carga *cc* aparece quase na vertical, como mostra a Figura 24.1*d*. Não há perigo de deriva térmica porque o transistor não tem nenhuma corrente, exceto a de dreno. O ponto *Q* está localizado no corte sem risco de deriva térmica.

A linha de carga *ca*, deduzida no Capítulo 10 (volume 1), ainda se aplica. Para um amplificador EC,

$$I_{C(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{ECQ}}{r_c}$$

e

$$V_{EC(cut)} = V_{ECQ} + I_{CQ} r_c$$

No amplificador classse C da Figura 24.1*a*, $I_{CQ} = 0$ e $V_{ECQ} = V_{CC}$. Portanto, as equações anteriores reduzem-se a

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{r_c} \tag{24.2}$$

e

$$V_{EC(cut)} = V_{CC} \tag{24.3}$$

A Figura 24.1*d* mostra a linha de carga *ca*. Quando o transistor está conduzindo, o seu ponto de funcionamento oscila para cima ao longo da linha de carga *ca*. Como anteriormente, r_c é a resistência *ca* que o coletor vê. Portanto, a corrente de saturação *ca* num amplificador classe C é V_{CC}/r_c e a excursão máxima da tensão é V_{CC}.

Circuito Equivalente *ca*

Quando o *Q* de um circuito ressonante for maior do que 10, podemos usar o circuito equivalente *ca* aproximado que aparece na Figura 24.1*e*. Neste circuito equivalente, a resistência em série com o indutor é englobada pela resistência do coletor. Num amplificador classe C, o capacitor de entrada faz parte do grampeador *cc* negativo. No lado da entrada de um amplificador classe C, portanto, o sinal é grampeado negativamente. No lado da saída, a fonte de corrente do coletor aciona um circuito-tanque ressonante em paralelo. Na ressonância, a tensão na carga de pico a pico atinge um máximo.

Conforme se discute nos cursos básicos, a largura de banda de um circuito ressonante é

$$B = f_2 - f_1 \tag{24.4}$$

onde f_1 = freqüência inferior de meia-potência

f_2 = freqüência superior de meia-potência

A largura de banda está relacionada com a freqüência de ressonância e com Q do circuito da seguinte forma:

$$B = \frac{f_r}{Q} \tag{24.5}$$

onde B = largura da banda

f_r = freqüência de ressonância

Q = fator de qualidade do circuito

Isto significa que um Q grande produz uma pequena largura de banda, equivalente a uma sintonia fina. Quase sempre os amplificadores classe C têm um Q do circuito que é maior do que 10. Isto quer dizer que a largura de banda é menor do que 10% da freqüência de ressonância. Por esta razão, os amplificadores classe C são chamados *amplificadores de banda estreita*. A saída de um amplificador de banda estreita é uma tensão senoidal grande na ressonância com uma queda rápida logo acima e abaixo da ressonância.

Depressão da Corrente na Ressonância

Geralmente, o Q de um circuito sintonizado é maior do que 10, o que nos permite usar o circuito equivalente *ca* aproximado da Figura 24.1*e*. Neste circuito equivalente, a resistência em série do indutor é incluída na resistência do coletor, r_c. Isto quer dizer que um indutor ideal está em paralelo com um capacitor ideal. Quando este circuito é ressonante, a impedância de carga *ca* que a fonte de corrente do coletor vê é puramente resistiva e a corrente do coletor é mínima. Acima e abaixo da ressonância, a impedância de carga *ca* diminui e a corrente do coletor aumenta.

Por exemplo, suponha que a freqüência de ressonância seja de 5 MHz. Quando a freqüência de entrada é de 5 Mhz, o circuito é ressonante e a corrente do colertor é mínima. Se a freqüência de entrada for menor do que 5 MHz, o tanque se torna indutivo e a corrente do coletor aumenta. Analogamente, se a freqüência de entrada for maior do que 5 MHz, o tanque se apresenta como capacitivo e a corrente do capacitor aumenta.

Uma forma de sintonizar um circuito-tanque ressonante na freqüência de entrada é procurar uma *depressão na corrente contínua* que alimenta o circuito. Na Figura 24.1*a*, podemos ligar um amperímetro *cc* em série com a alimentação V_{CC}. Quando o tanque é ajustado para a ressonância, o amperímetro indicará uma leitura inclinando-se para um valor mínimo. Isto indica que o circuito é ressonante na freqüência da entrada.

Resistência *ca* do Coletor

Qualquer bobina ou indutor tem uma certa resistência R_S em série. Embora os diagramas esquemáticos nunca mostrem essa resistência em série como um componente separado, é importante recordar que ela existe, como mostra a Figura 24.1*a*. O *Q do indutor* é dado por

$$Q_L = \frac{X_L}{R_S} \tag{24.6}$$

onde Q_L = fator de qualidade da bobina

X_L = reatância indutiva

R_S = resistência da bobina

Lembre-se de que este é o *Q* somente da bobina. O circuito completo tem um *Q* mais baixo porque ele inclui o efeito da resistência de carga bem como da resistência da bobina.

Da discursão em cursos básicos *ca* lembramos que a resistência em série do indutor pode ser substituída por uma *resistência R_P em paralelo*, como mostra a Figura 24.2*b*. Esta resistência equivalente é dada por

$$R_P = Q_L X_L \tag{24.7}$$

Quando o Q_L for maior do que 10, esta fórmula apresenta um erro de menos de 1%.

Na Figura 24.2*b*, é importante perceber que todas as perdas na bobina agora estão sendo representadas pela resistência em paralelo R_P: a resistência em série R_S não existe mais no circuito equivalente. Por isso X_L cancela X_C na ressonância, deixando somente R_P em paralelo com R_L. Isto significa que a resistência *ca* que o coletor vê na ressonância é

$$r_c = R_P \| R_L \tag{24.8}$$

O *Q do circuito completo* é dado por

$$Q = \frac{r_c}{X_L} \tag{24.9}$$

Neste circuito o Q é menor do que Q_L, o Q da bobina.

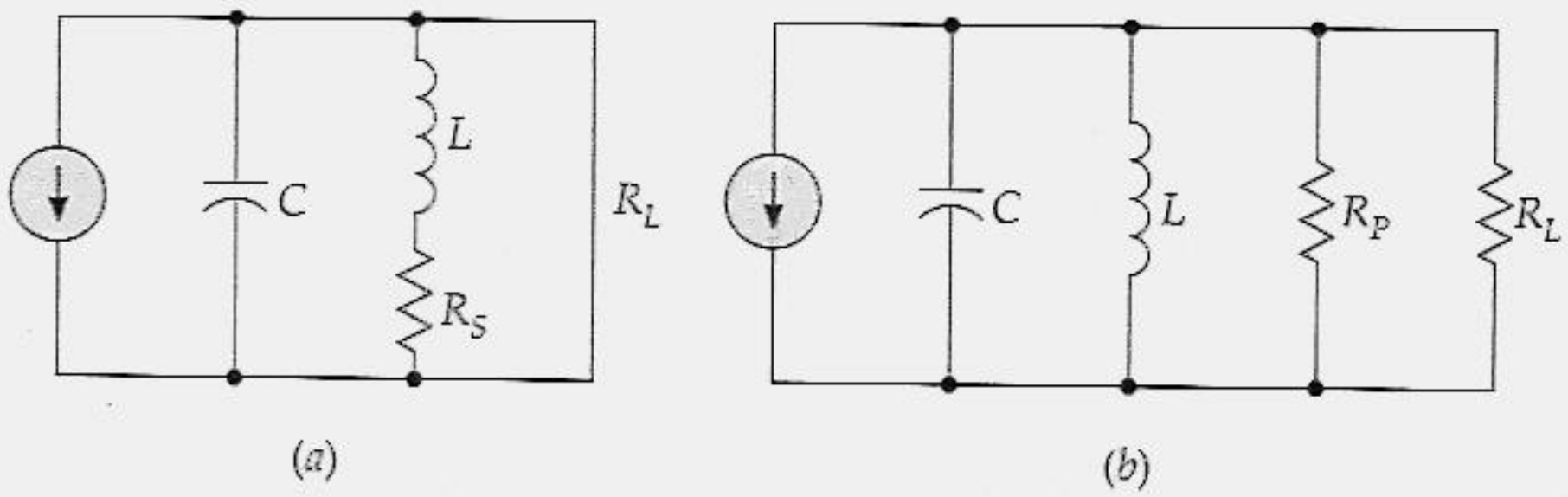


Figura 24.2 (*a*) R_S representa as perdas da bobina; (*b*) R_P representa perdas na bobina.

Em amplificadores classe C, na prática, o Q da bobina é de geralmente 50 ou mais e o Q do circuito é de 10 ou mais. Como o Q total é de 10 ou mais, o funcionamento é em banda estreita. Além disso, como o Q da bobina é de 50 ou mais, a maior parte da potência de carga *ca* é liberada para o resistor de carga, desperdiçando somente uma pequena quantidade de potência na resistência da bobina.

Grampeador *cc*

Vamos olhar com mais cuidado o grampeamento *cc* do lado da entrada. Na Figura 24.3*a*, o sinal de entrada carrega o capacitor de aclopamento até aproximadamente V_p com a polaridade mostrada. Nos semiciclos positivos, o diodo-emissor conduz rapidamente nos picos; isto repõe qualquer perda de carga do capacitor durante o ciclo. Nos semiciclos negativos, o único percurso da carga é através de R_B. Desde que o período T do sinal de entrada seja muito menor do que a constante de tempo R_BC, o capacitor perde somente uma pequena quantidade da sua carga.

Para repor a carga perdida do capacitor, a tensão da base deve excursionar ligeiramente acima de 0,7 V para ligar rapidamente o diodo-emissor em cada pico positivo (veja a Figura 24.3*a*). O ângulo de condução entre a corrente da base e a corrente do coletor, portanto, é muito menor do que 180°. É por isto que a corrente do coletor consiste de um trem de pulsos estreitos, como mostra a Figura 24.3*b*.

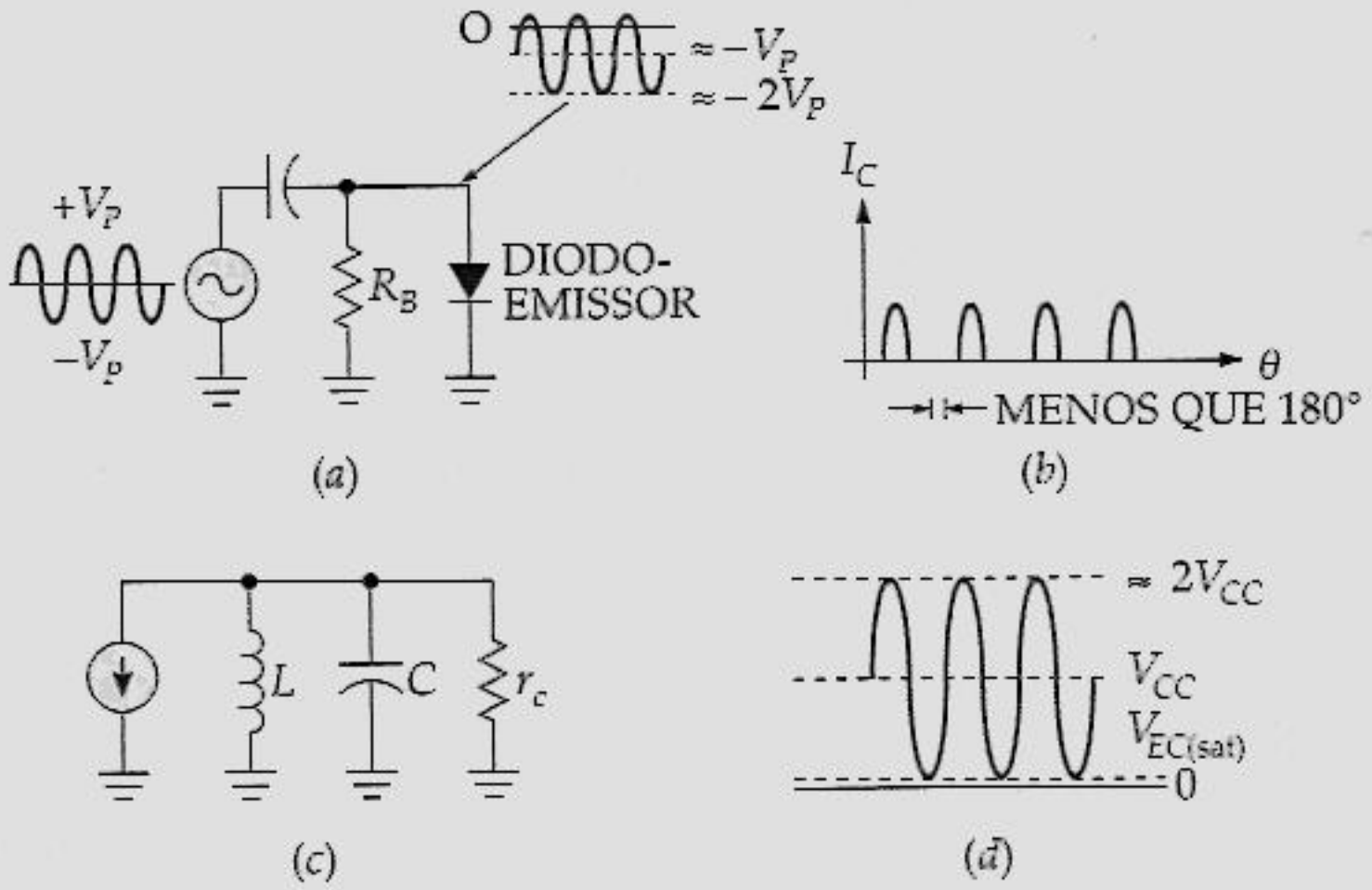


Figura 24.3 (*a*) Grampeador negativo da base; (*b*) pulsos estreitos da corrente do coletor; (*c*) circuito equivalente *ca*; (*d*) tensão do coletor.

Ciclo de Trabalho

A breve condução do diodo-emissor em cada pico positivo produz pulsos estreitos de corrente do coletor. Com pulsos desse tipo, é conveniente usar o *ciclo de trabalho* definido assim

$$D = \frac{W}{T} \tag{24.10}$$

onde D = ciclo de trabalho

W = largura do pulso

T = período dos pulsos

Por exemplo, se um osciloscópio mostra uma largura de pulso de 0,2 μs e um período de 1,6 μs, o ciclo de trabalho é

$$D = \frac{0{,}2\ \mu s}{1{,}6\ \mu s} = 0{,}125$$

Isto equivale a 12,5%.

Filtragem das Harmônicas

Como foi discutido anteriormente, qualquer forma de onda não-senoidal é equivalente a uma freqüência fundamental f, um segundo harmônico $2f$, um terceiro harmônico $3f$, e assim por diante. Na Figura 24.3*c*, a fonte de corrente do coletor alimenta o circuito-tanque com a corrente não-senoidal da Figura 24.3*b*. Se o tanque for ressonante na freqüência fundamental f, então todos os harmônicos serão filtrados, e a tensão na carga será uma onda senoidal na freqüência fundamental f, como mostra a Figura 24.3*d*. Como foi discutido anteriormente, a excursão máxima da tensão ao longo da linha de carga *ca* é aproximadamente V_{CC}. Portanto, sob condição de sinal completo, a tensão da carga excursiona de aproximadamente $V_{CC(sat)}$ até $2V_{CC}$. Como $V_{EC(sat)}$ está próximo de zero, a compliância *ca* de saída de um amplificador classe C é

$$\text{MPP} \cong 2V_{CC} \tag{24.11}$$

O amplificador classe C é um tanto incomum. Primeiro, ele grampeia o sinal de entrada negativamente para conseguir pulsos de corrente altamente distorcidos. A seguir, ele utiliza um circuito ressonante de alto Q para recuperar a freqüência fundamental. Por que esta aproximação? Principalmente para melhorar a eficiência do estágio. A ausência de resistores de polarização significa que há menos drenagem de corrente. Além disso, devido aos estreitos pulsos de corrente, a dissipação de potência do transistor é menor do que com classe A ou classe B. O efeito final é uma menor drenagem de corrente, o que representa uma eficiência maior do estágio. Conforme será discutido mais adiante, a eficiência da classe C pode se aproximar de 100%.

Verificação de Defeitos

Há um excelente teste de verificação de defeitos que você pode fazer com um amplificador classe C. Como o amplificador tem um sinal negativo grampeado no lado da entrada, você pode usar um voltímetro *cc* para medir a tensão média através do diodo-emissor. Se o circuito estiver funcionando corretamente, você deve medir uma tensão negativa de aproximadamente o mesmo valor de pico do sinal da entrada. (Você pode se certificar de que isto é verdade olhando para a Figura 24.3*a*; a tensão *cc* é de aproximadamente $-V_p$.) Se você tentar este teste com um amplificador classe C, certifique-se de estar usando um voltímetro de alta impedância para evitar carregar o circuito e variar a constante de tempo.

O teste do voltímetro que acabamos de descrever é util quando não se dispõe de um osciloscópio. Entretanto, se você tiver um osciloscópio, um teste ainda melhor consiste em olhar através do diodo-emissor. Você deve ver uma forma de onda grampeada negativamente quando o circuito está funcionando corretamente.

Exemplo 24.1

Explique as formas de onda que aparecem na Figura 24.4.

Solução

O sinal da fonte *ca* tem um valor de pico a pico de 10 V. Como é tomado tendo como referência o terra, ele tem um valor médio de 0 V. O sinal é grampeado negativamente na base do transistor. A tensão *cc* da base é de – 4,3 V porque a tensão da base precisa excursionar até aproximadamente + 0,7 V para ligar o diodo-emissor em cada ciclo positivo. Note que o valor de pico a pico do sinal grampeado é de 10 V, o mesmo valor do sinal da fonte.

No coletor o sinal é invertido por causa da ligação EC. A tensão *cc* média da forma de onda do coletor é + 15 V, a tensão de alimentação. (Sabemos de discussões anteriores que o ponto Q está localizado no corte, o que implica uma tensão quiescente de + V_{CC}.)

Através do resistor de carga obtemos o mesmo sinal invertido, exceto que ele está sendo considerado em relação ao terra. Por quê? Porque um capacitor permite a passagem de *ca*, mas bloqueia a *cc*. Por esta razão, a tensão *ca* passa pelo resistor de carga e a tensão *cc* não.

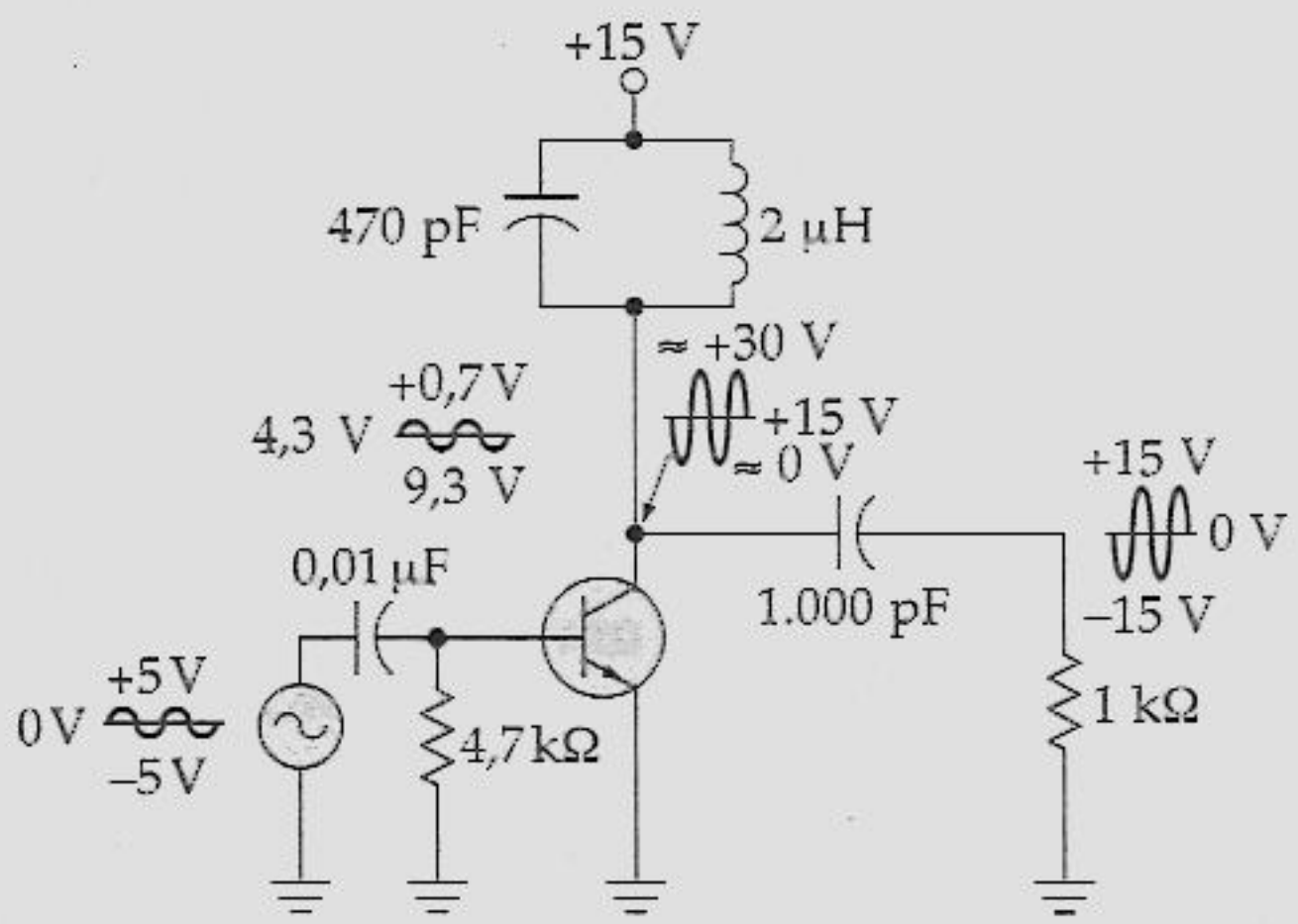


Figura 24.4 Amplificador classe C sintonizado.

Exemplo 24.2

Na Figura 24.4, o Q da bobina é 50. Calcule a freqüência de ressonância, a corrente de saturação *ca*, a tensão de corte *ca* e a compliância *ca* de saída.

Solução

A freqüência de ressonância é

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2\ \mu\text{H})(470\ \text{pF})}} = 5{,}19\ \text{MHz}$$

Portanto, a reatância é

$$X_L = 2\pi(5{,}19\ \text{MHz})(2\ \mu\text{H}) = 65{,}2\ \Omega$$

Da Equação (24.7)

$$R_P = 50(65{,}2\ \Omega) = 3{,}26\ \text{k}\Omega$$

A resistência de carga *ca* é o equivalente de R_P e R_L em paralelo:

$$r_c = 3{,}26\ \text{k}\Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega = 765\ \Omega$$

A corrente *ca* de saturação é

$$I_{C(sat)} = \frac{15\ \text{V}}{765\ \Omega} = 19{,}6\ \text{m}A$$

e a tensão *ca* de corte é

$$V_{EC(out)} = 15\ \text{V}$$

O Q total do circuito é

$$Q = \frac{765\ \Omega}{65{,}2} = 11{,}7$$

e a largura de banda é

$$B = \frac{5{,}19\ \text{kHz}}{11{,}7} = 0{,}444\ \text{kHz}$$

Com a Equação (24.11), a saída máxima é

$$\text{MPP} \cong 2(15\ \text{V}) = 30\ \text{V}$$

24.2 RELAÇÕES DE POTÊNCIA PARA A CLASSE C

A potência de carga, a dissipação do transistor, a drenagem de corrente e a eficiência do estágio de um amplificador classe C são diferentes das dos amplificadores classe A e classe B. Pelo fato de o ângulo de condução ser menor do que 180°, a análise matemá-

tica das relações de potência nos amplificadores classe C tornam-se muito complicadas, além do escopo deste livro. Esta seção descreve rapidamente as relações de potência num amplificador classe C sem demonstrações.

Potência de Carga

A potência de carga *ca* de um amplificador classe C é dada por

$$P_L = \frac{V_{PP}2}{8R_L} \tag{24.12}$$

onde P_L = potência de carga *ca*

V_{PP} = tensão de carga de pico a pico

R_L = resistência de carga

Isto é útil quando você mede a tensão de carga com un osciloscópio.

A *potência de carga máxima* ocorre quando é usada toda a linha de carga *ca*. Como MPP é o valor máximo não ceifado de V_{PP}, podemos descrever a potência de carga máxima em termos de MPP:

$$P_{L(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{8R_L} \tag{24.13}$$

Os amplificadores classe C quase sempre são acionados com carga suficiente para usar toda a linha de carga *ca*. Isto resulta em potência de carga máxima e redimento máximo do estágio.

Dissipação de Potência do Transistor

A Figura 24.5*a* mostra a tensão ideal do coletor-emissor num amplificador com transistor classe C. Devido ao circuito-tanque ressonante, todos os harmônicos são filtrados para fornecer uma tensão senoidal com uma freqüência fundamental f_r. Como a tensão máxima é de aproximadamente $2V_{CC}$, o transistor precisa ter uma especificação V_{ECO} maior do que $2V_{CC}$.

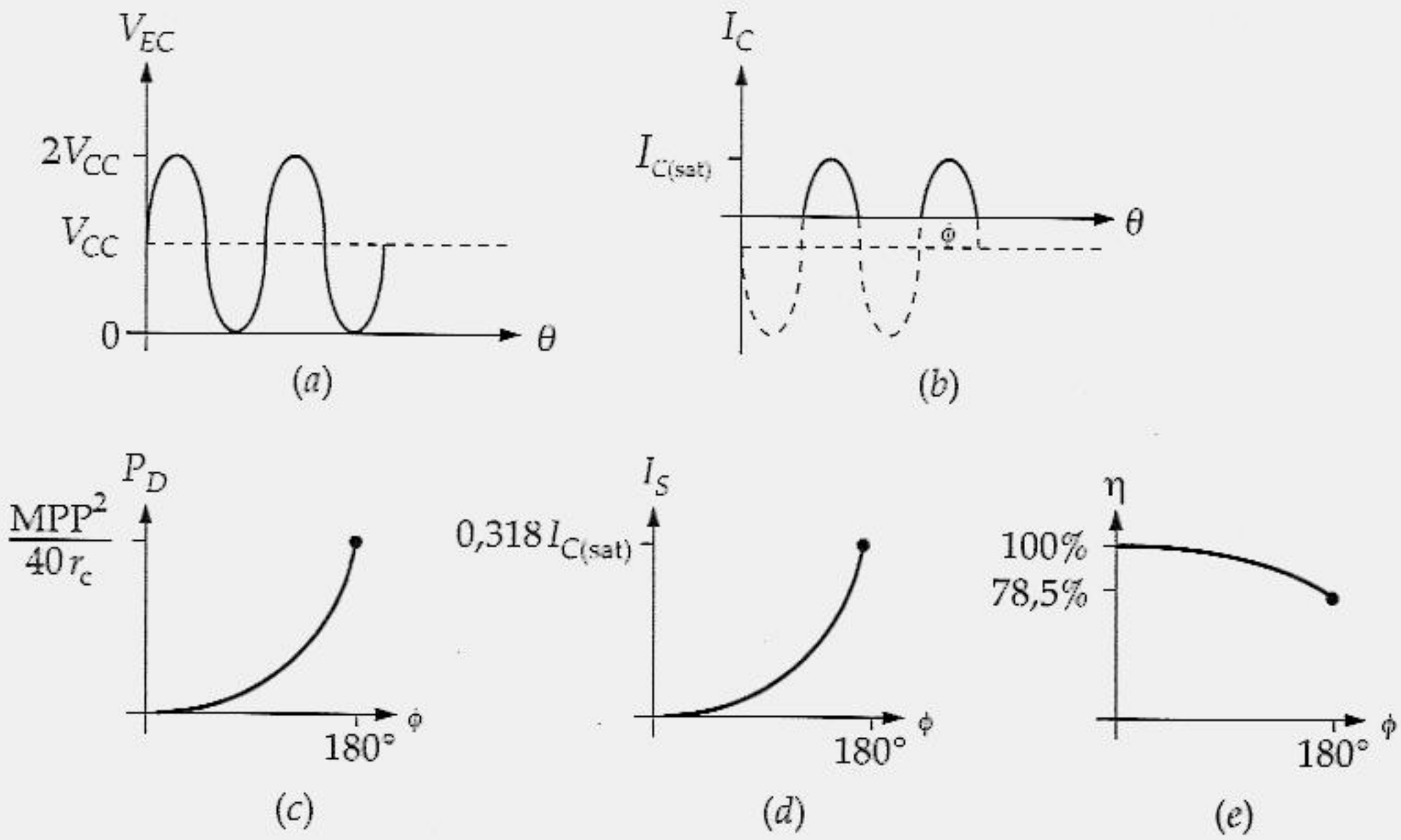


Figura 24.5 (*a*) Tensão ideal do coletor; (*b*) corrente do coletor; (*c*) dissipação de potência do transistor; (*d*) corrente drenada *cc*; (*e*) eficiência do estágio.

A Figura 24.5*b* mostra a corrente do coletor para um amplificador classe C. O ângulo ϕ é menor do que 180°. Note que a corrente do coletor atinge um valor máximo $I_{C(sat)}$. O transistor precisa ter uma especificação de corrente de pico maior do que este valor. As partes pontilhadas do ciclo representam o tempo em que o transistor fica desligado.

Através do cálculo, é possível deduzir a *dissipação de potência* do transistor. Esta potência dissipada varia com o ângulo de condução, como mostra a Figura 24.5*c*. Observe que a potência dissipada aumenta com o ângulo até 180°, o caso classe B. Neste ponto, o pior caso de dissipação de potência de transistor é $MPP^2/40r_c$. Uma orientação cautelosa para o projeto é usar transistores com uma especificação de potência maior do que $MPP^2/40r_c$. Sob condições normais de alimentação, o ângulo de condução será menor do que 180° e o trasistor estará bem dentro da sua especificação de potência.

Dreno de Corrente

Na Figura 24.5*b*, o valor médio ou *cc* da corrente do coletor depende do ângulo de condução. Para um ângulo de condução de 180°, a corrente média é 0,318 $I_{C(sat)}$. Para ângulos de condução menores, a corrente média é menor do que este valor, como mostra a Figura 24.5*d*. Esta corrente média ou *cc* é a única corrente drenada por amplificador classe C.

A potência *cc* fornecida ao circuito é

$$P_F = V_{CC} I_F \tag{24.14}$$

onde P_F = potência *cc* de alimentação

V_{CC} = tensão de alimentação

I_F = corrente drenada *cc*

As dissipações de potência estão na carga, no transistor e na bobina. Desprezando a potência do sinal *ca*, que é pequena no amplificador,

$$P_F = P_L + P_D + P_{(\text{bobina})} \tag{24.15}$$

onde P_F = potência *cc* de alimentação

P_L = potência de carga *cc*

P_D = potência dissipada no transistor

$P_{(\text{bobina})}$ = potência perdida na bobina

A Equação (24.15) diz que por onde quer que a potência *cc* vá no circuito, deve sair na forma de potência de carga ou de potência gasta no trasistor e na bobina.

Eficiência de Estágio

A *eficiência de estágio* de um amplificador classe C é dada por

$$\eta = \frac{P_{L(\text{máx})}}{P_F} \times 100\% \tag{24.16}$$

Em um amplificador classe C, a maior parte da potência *cc* que sai da alimentação é convertida em potência de carga *ca*; as perdas no transistor e na bobina são tão suficientemente pequenas que podem ser ignoradas. Por esta razão, os amplificadores classe C têm uma alta eficiência por estágio.

A Figura 24.5*e* mostra como a ótima eficiência de estágio varia com o ângulo de condução. Quando o ângulo é de 180°, a eficiência do estágio é de 78,5%, o valor teórico máximo para um amplificador classe B. Quando o ângulo de condução diminui, a eficiência do estágio aumenta. Como foi indicado, a classe C tem uma eficiência máxima de 100%, aproximada para ângulos de condução muito pequenos.

Alimentação a Pleno Sinal

Para atingir uma eficiência alta, o sinal *ca* de entrada tem de ser suficientemente grande para alimentar o amplificador classe C ao longo de toda a linha de carga *ca*. Então a tensão de saída tem uma excursão de pico a pico de aproximadamente $2V_{CC}$. Neste caso, a classe C é a mais eficiente de todas as classes porque ela libera mais potência de carga para uma dada potência de alimentação do que qualquer outra classe. Mas, lembre-se, você obtém esta eficiência somente dentro de uma largura de banda estreita.

Exemplo 24.3

Analise novamente a Figura 24.4 para determinar a potência de carga máxima e as pardas da bobina. Se a dissipação de potência do transistor for de 7,5 mW, qual a corrente de alimentação e qual a eficiência do estágio?

Solução

Como V_{CC} é 15 V,

$$\text{MPP} = 2(15\text{ V}) = 30\text{ V}$$

e

$$P_{L(\text{máx})} = \frac{(30\text{ V})^2}{8(1.000\ \Omega)} = 113\text{ mW}$$

A resistência em paralelo da bobina é de 3,26 kΩ, determinada anteriormente. Portanto, a perda de potência para a bobina é

$$P_{(\text{bobina})} = \frac{(30\text{ V})^2}{8(3.260\ \Omega)} = 34{,}5\text{ mW}$$

Com a Equação (24.15),

$$P_F = 113\text{ mW} + 7{,}5\text{ mW} + 34{,}5\text{ mW} = 155\text{ mW}$$

A corrente de alimentação é

$$I_F = \frac{115\text{ mW}}{15\text{ V}} = 10{,}3\text{ mA}$$

e a eficiência do estágio fica

$$\eta = \frac{113\text{ mW}}{155\text{ mW}} = 72{,}9\%$$

24.3 MULTIPLICADORES DE FREQÜÊNCIA

Além da sua utilização para amplificação eficiente de potência, um circuito classe C sintonizado pode ser usado como um *multiplicador de freqüência.* A idéia consiste em sintonizar o tanque ressonante num harmônico ou múltiplo da freqüência de entrada. A Figura 24.6 mostra pulsos estreitos de corrente entrando num circuito sintonizado. Os pulsos têm uma freqüência fundamental de 1 MHz. Num amplificador classe C comum sintonizado, sintonizamos o circuito ressonante na freqüência fundamental. A seguir, cada pulso de corrente recarrega o capacitor uma vez por ciclo de saída (Figura 24.6*b*).

Suponha que mudamos a freqüência de ressonância do tanque para 2 MHz. Este é o segundo múltiplo ou o segundo harmônico de 1 MHz. O capacitor e o indutor agora trocarão energia a uma taxa de 2 MHz, como mostra a Figura 24.6*c*. Neste caso, os pulsos de corrente de 1 MHz recarregam o capacitor em cada um dos outros ciclos de saída. Isto compensa as perdas de potência devidas à bobina e à carga.

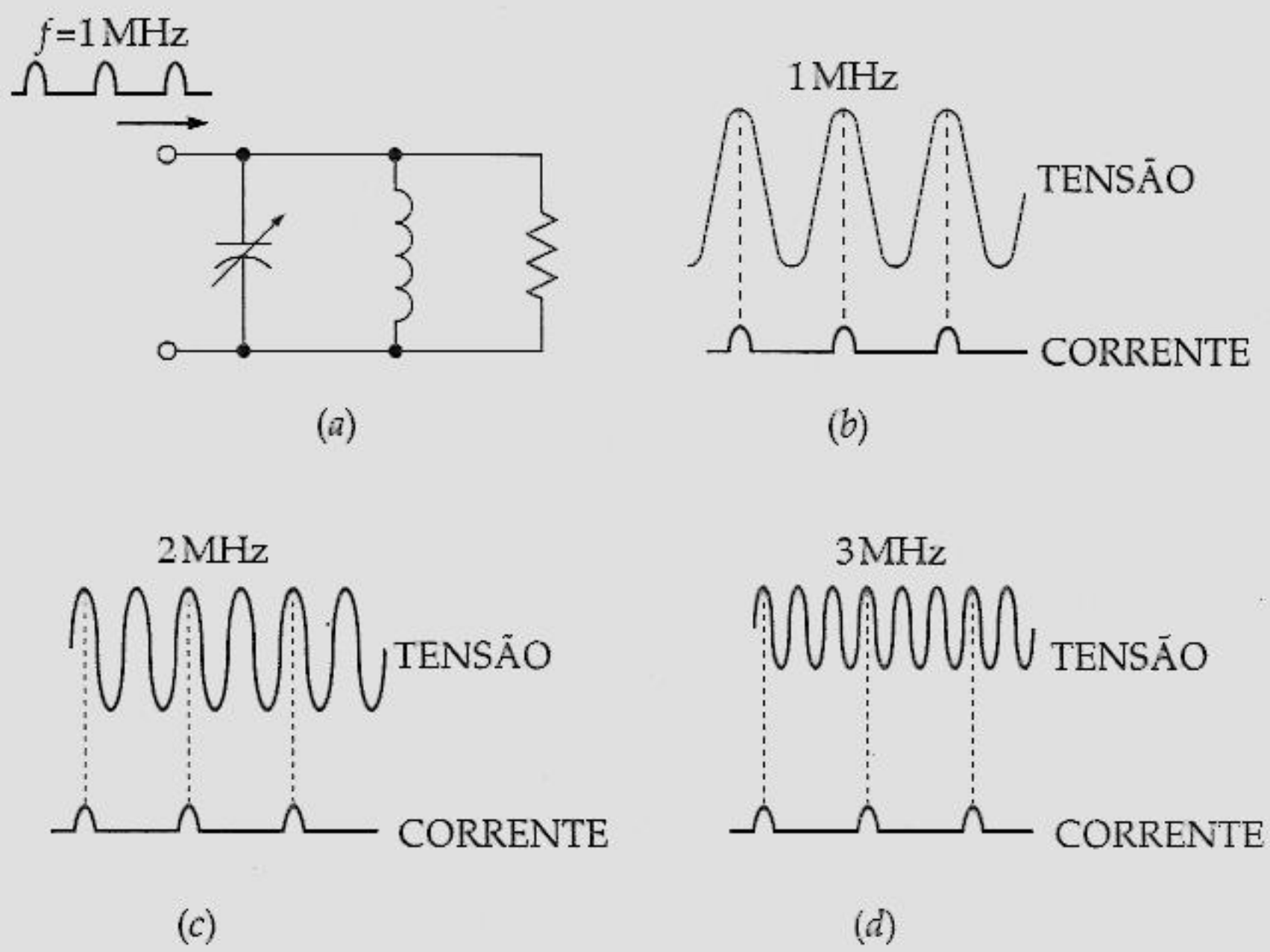


Figura 24.6 Multiplicadores de freqüência: (*a*) os pulsos de corrente alimentam o cicuito-tanque ressonante; (*b*) sintonizado na fundamental; (*c*) sintonizado no segundo harmônico; (*d*) sintonizado no terceiro harmônico.

Se sintonizarmos o tanque em 3 MHz, o terceiro harmônico em 1 MHz, obteremos um sinal de saída de 3 MHz (Figura 24.6*d*). Agora os pulsos de corrente de 1 MHz recarregam o capacitor a cada terceiro ciclo de saída. Desde que o *Q* do circuito ressonante seja alto, a tensão da carga se assemelha praticamente a uma onda senoidal perfeita.

A Figura 24.7 mostra uma forma de montar um amplificador de freqüência. O sinal de entrada tem uma freqüência *f*. Este sinal é grampeado negativamente na base. A corrente do coletor resultante é um trem de pulsos estreitos de corrente com uma freqüência fundamental *f*. Sintonizando o tanque ressonante no *n*-ésimo harmônico, temos uma tensão de carga cuja freqüência é *nf*. (Observação: *n* é um inteiro.)

Na Figura 24.7, os pulsos de corrente recarregam o capacitor a cada *n*-ésimo ciclo de saída. Por esta razão, a potência da carga diminui quando sintonizamos em harmônicos mais altos. Quanto mais alto for o *n*, mais baixa a potência de carga. Devido ao rendimento decrescente em harmônicos mais altos, um amplificador de freqüência classe C sintonizado, como o da Figura 24.7, normalmente é usado somente para baixos harmônicos, como o segundo ou o terceiro. Para *n* maior do que 3, geralmente procuramos dispositivos semicondutores mais eficientes, como o diodo de recuperação em degrau (discutido no Capítulo 5, volume 1).

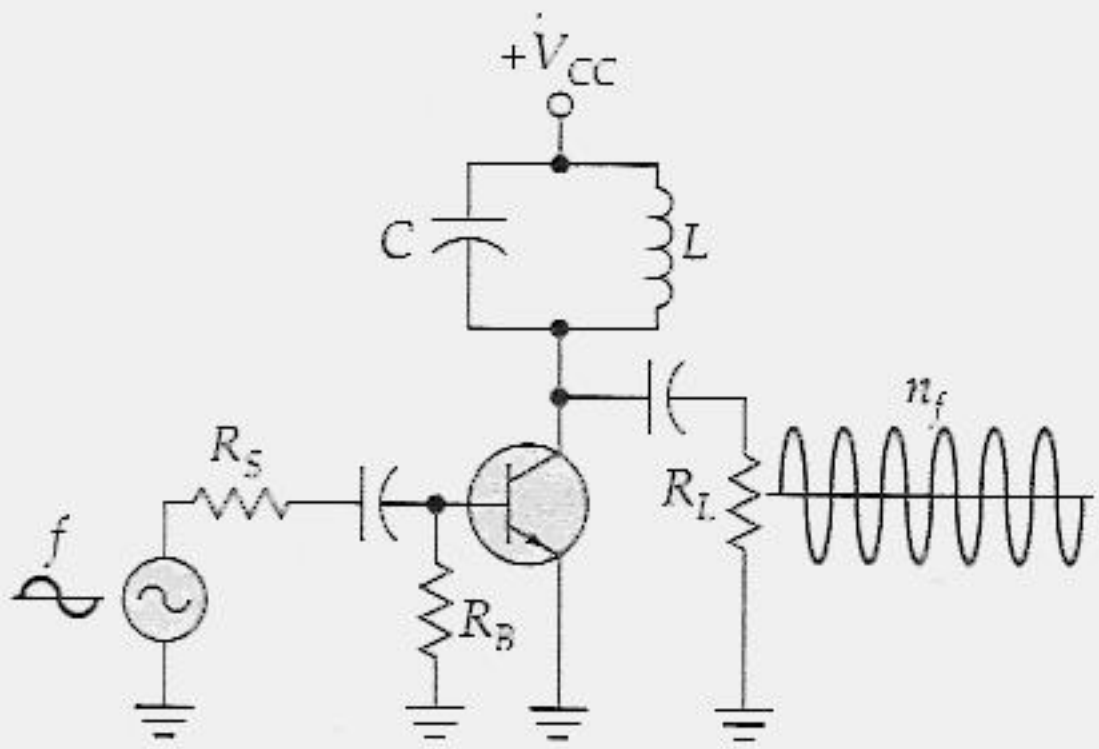


Figura 24.7 Multiplicador de freqüência.

24.4 HARMÔNICOS

A Figura 24.8*a* mostra uma onda senoidal, que é a forma de onda mais básica em eletricidade e eletrônica. A onda senoidal tem propriedades extraordinárias. Associando-se ondas senoidais com amplitude e fases adequadas, podemos criar qualquer forma de onda periódica (repetitiva).

Idéia Básica

Por exemplo, com uma combinação de ondas senoidais podemos criar a onda triangular mostrada na Figura. 24.8*b*. Com uma outra combinação de ondas senoidais podemos criar a onda dente de serra mostrada na Figura 24.8*c*. E ainda com uma outra combinação podemos obter o sinal de meia-onda mostrada na Figura 24.8*d*.

As ondas senoidais utilizadas para criar novas formas de onda são harmônicas (múltiplas) de uma onda *fundamental* (a de freqüência mais baixa). Dado um sinal periódico qualquer, podemos medir o seu período T com um osciloscópio. A freqüência fundamental é igual ao inverso de T:

$$f_1 = \frac{1}{T} \tag{24.17}$$

A freqüência fundamental algumas vezes é denominada de primeiro harmônico.

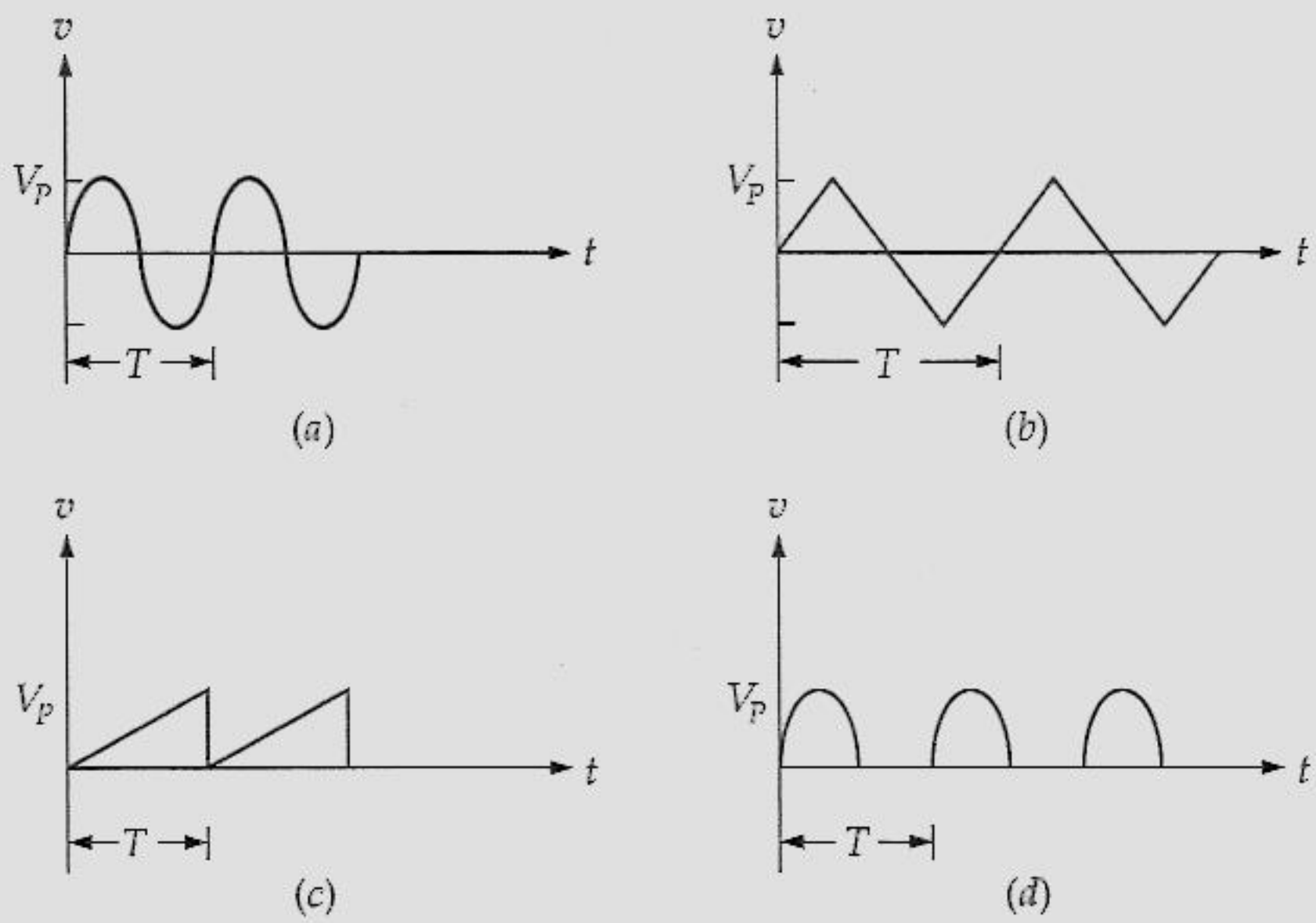


Figura 24.8 Formas de ondas periódicas: (*a*) onda senoidal; (*b*) onda triangular; (*c*) onda dente de serra; onda senoidal com retificação de meia-onda.

O segundo harmônico tem uma freqüência que é duas vezes a da fundamental:

$$f_2 = 2f_1$$

O terceiro harmônico tem uma freqüência que é três vezes a da fundamental:

$$f_3 = 3f_1$$

O n-ésimo harmônico tem uma freqüência que é n vezes a da fundamental:

$$f_n = nf_1 \tag{24.18}$$

Como exemplo, a Figura. 24.9 mostra uma onda dente de serra à esquerda. Como ela possui um período de 2 ms, ela tem uma freqüência fundamental de

$$f_1 = \frac{1}{2\ \text{ms}} = 500\ \text{Hz}$$

Os harmônicos são

$$f_2 = 2(500\ \text{Hz}) = 1\ \text{kHz}$$

$$f_3 = 3(500\ \text{Hz}) = 1{,}5\ \text{kHz}$$

$$f_4 = 4(500\ \text{Hz}) = 2\ \text{kHz}$$

A Figura 24.9 resume a idéia básica. A onda dente de serra pode ser substituída por uma tensão *cc* mais uma fundamental e todos os harmônicos. A tensão *cc* é igual ao valor médio da onda dente de serra. Essa idéia básica se aplica a qualquer forma de onda periódica. Em palavras,

uma onda periódica qualquer = componente *cc* + fundamental + 2º harmônico + 3º harmônico +.....+ n-ésimo harmônico

Espectro

Suponha que A represente o valor de pico a pico de uma onda *dente de serra*. Utilizando a matemática avançada, somos capazes de provar que

$$V_n = \frac{A}{n\pi} \tag{24.19}$$

Isso quer dizer que o valor de pico a pico do n-ésimo harmônico é igual a A dividido por $n\pi$. Por exemplo, a Figura. 24.10*a* mostra uma onda dente de serra com um valor de pico a pico de 100 V; os harmônicos possuem os seguintes valores de pico:

$$V_1 = \frac{100}{\pi} = 31{,}8 \text{ V}$$

$$V_2 = \frac{100}{2\pi} = 15{,}9 \text{ V}$$

$$V_3 = \frac{100}{3\pi} = 10{,}6 \text{ V}$$

e assim por diante. A Figura. 24.10*b* mostra os primeiros três harmônicos da onda dente de serra da Figura 24.10*a*.

Com um osciloscópio, você vê o sinal periódico como uma função do tempo (Figura. 24.10*a*). O eixo vertical representa a tensão e o horizontal representa o tempo. Na realidade, o osciloscópio mostra os valores instantâneos de v da onda periódica.

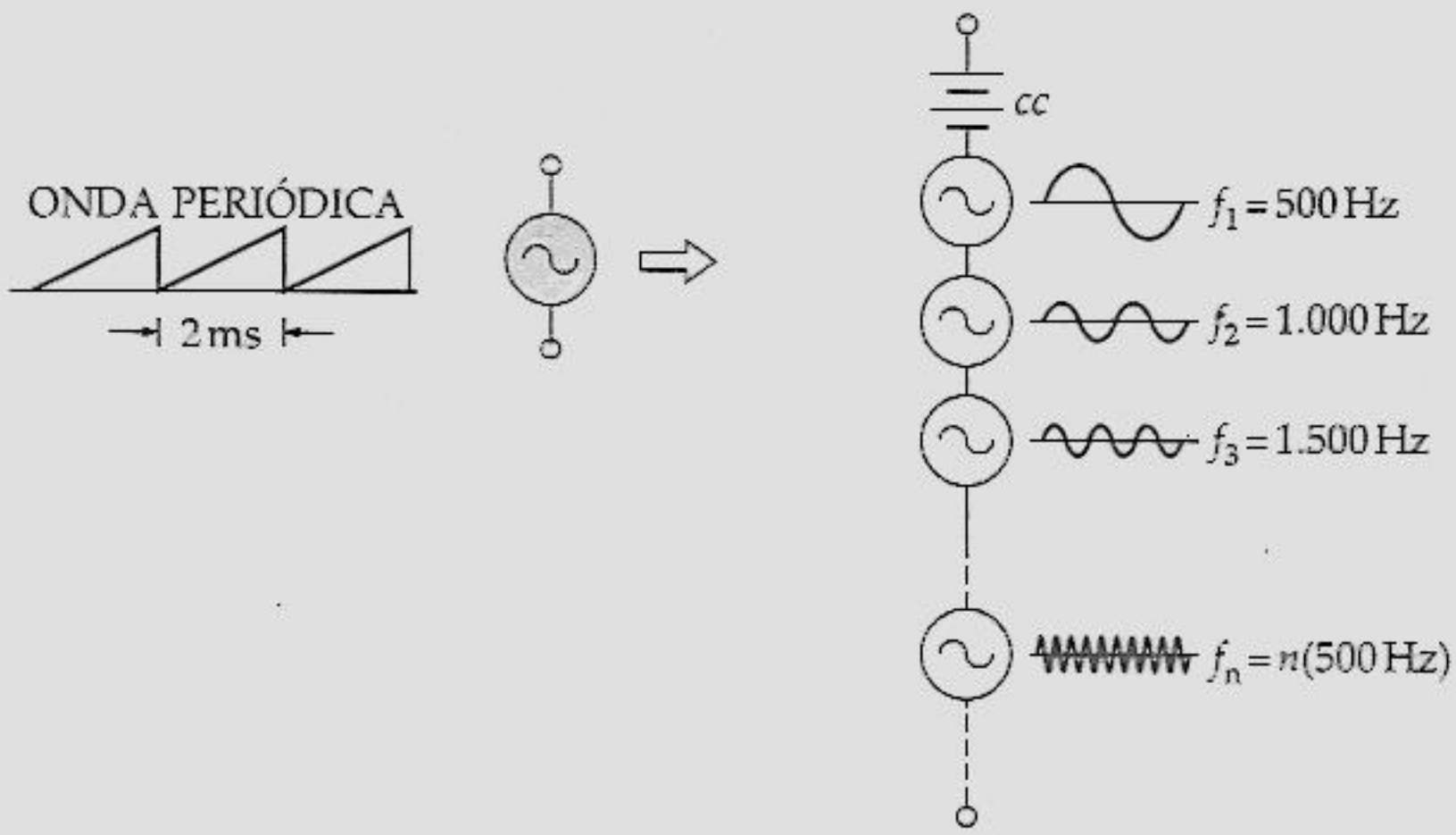


Figura 24.9 Uma onda periódica é equivalente a uma soma de ondas senoidais.

O *analisador de espectro* é diferente de um osciloscópio. Para começar, um analisador de espectro é um instrumento que trabalha no domínio da freqüência; o seu eixo horizontal representa a freqüência. Em um analisador de espectro, observamos os valores de pico dos harmônicos *versus* a freqüência. Por exemplo, se a onda dente de serra da Figura. 24.11*a* for observada em um analisador de espectro, veremos o que mostra a Figura 24.11*b*. Chamamos a esse tipo de representação de *espectro*; a altura de cada linha representa o valor de pico do harmônico e o seu posicionamento horizontal é a sua freqüência.

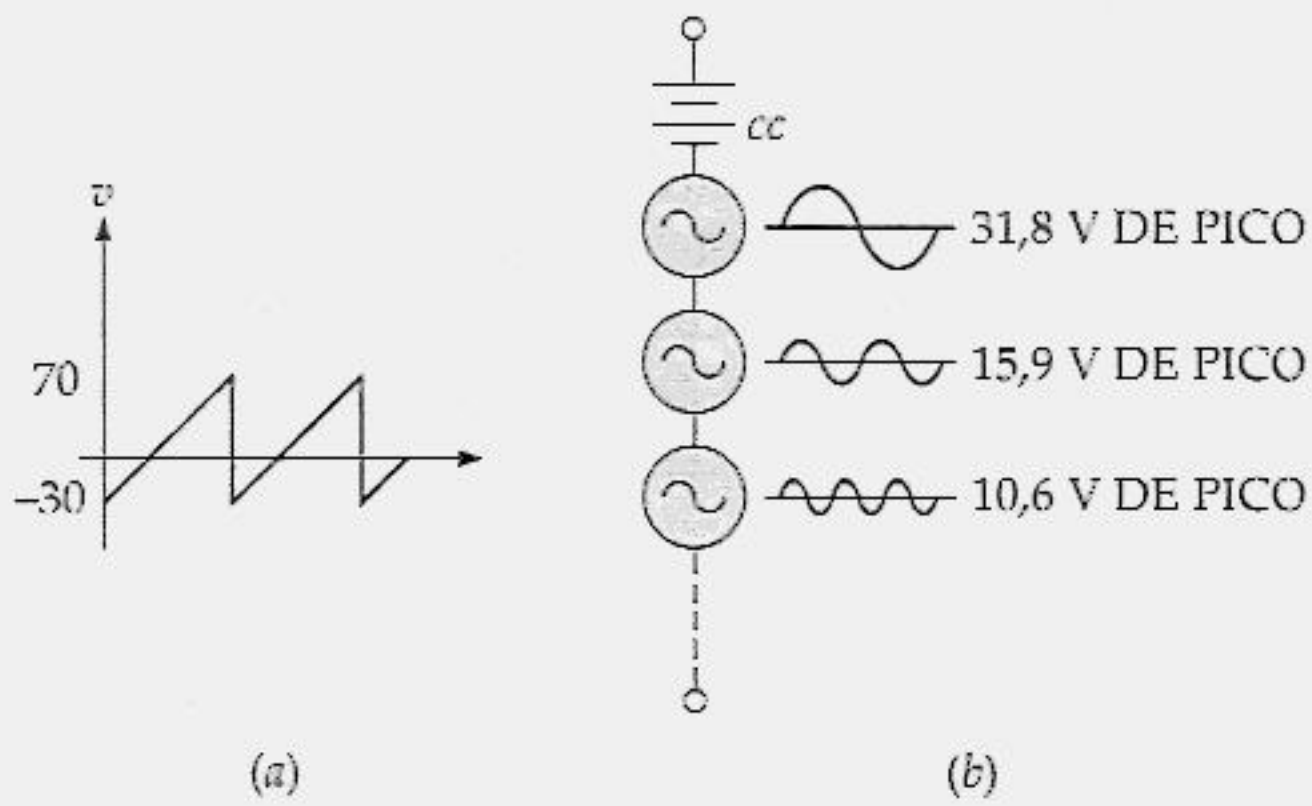


Figura 24.10 A onda dente de serra e seus harmônicos.

Toda onda periódica tem um espectro, ou um conjunto de linhas verticais que representam os harmônicos. O espectro de um sinal normalmente difere do espectro de um outro sinal. Por exemplo, uma onda quadrada, como a mostrada na Figura. 24.11*c* tem um espectro, como mostra a Figura 24.11*d*; este é diferente do espectro da onda dente de serra mostrado na Figura 24.11*b*.

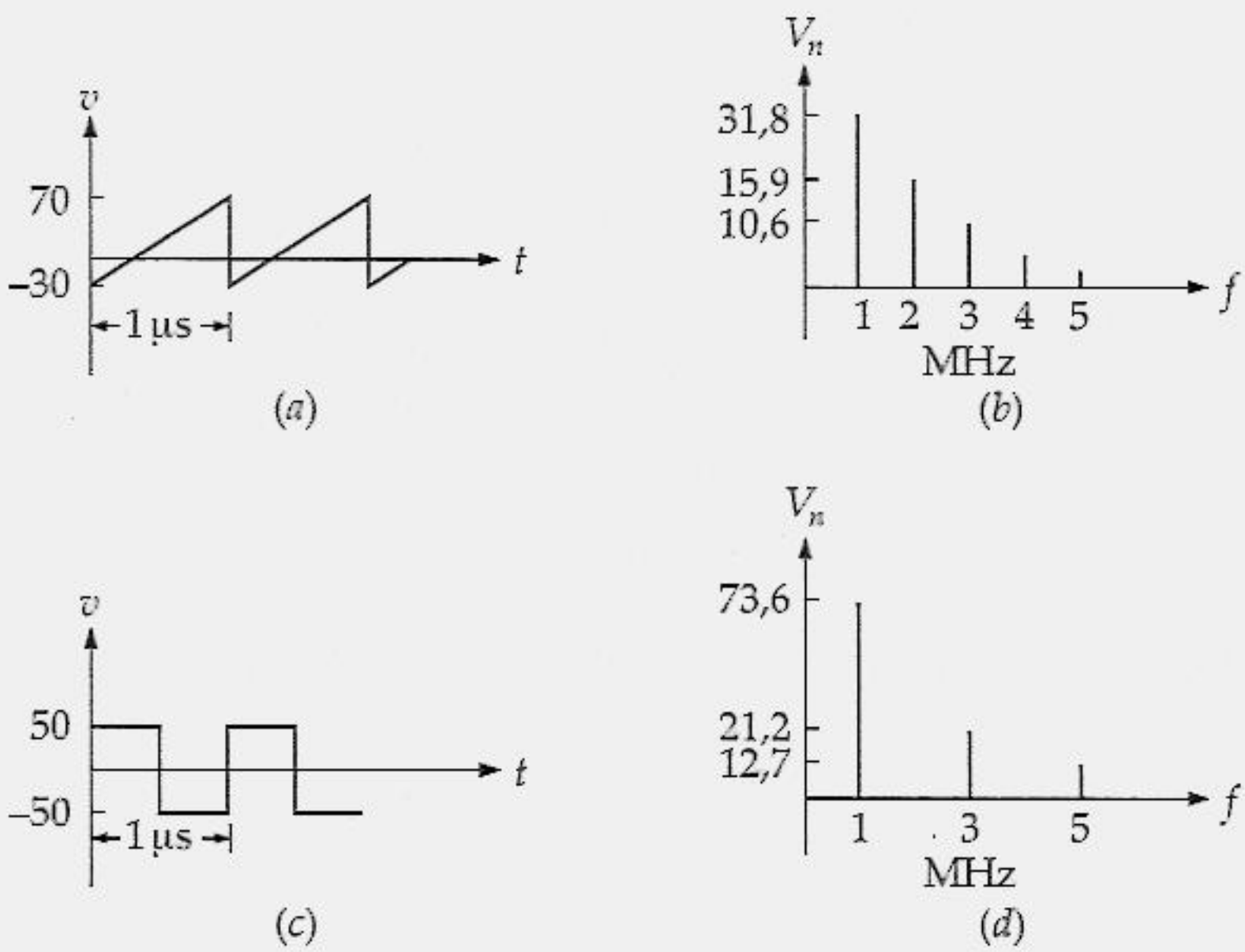


Figura 24.11 Ondas e espectros.

Quatro Espectros Básicos

Para referência futura, a Figura 24.12 mostra quatro ondas periódicas e os seus espectros. Em cada uma delas, A é o valor de pico a pico. Por comodidade, mostramos apenas os harmônicos até $n = 5$. Em cada caso, é dada a fórmula para os valores de pico dos hormônicos. Por exemplo, com um sinal de onda completa, como o da Figura 24.12*c*, podemos calcular o valor de pico de qualquer harmônico utilizando a equação

$$V_n = \frac{4A}{\pi} \frac{1}{4n^2 - 1} \tag{24.20}$$

Ou se desejarmos os valores de pico dos harmônicos para a onda quadrada da Figura 24.12*b*, utilizamos

$$V_n = \frac{2A}{n\pi} \quad (n \text{ apenas ímpar}) \tag{24.21}$$

A Componente *cc*

A *componente cc* é o valor médio da onda periódica, que é definido como

$$V_0 = \frac{\text{área sob um ciclo}}{\text{período}} \tag{24.22}$$

Como exemplo, a Figura, 24.13*a* mostra uma onda dente de serra com 10 V de pico e um período de 2 s. A área abaixo de um ciclo que está sombreado é igual a

$$\begin{aligned} \text{Área} &= 1/2 \text{ (base)(altura)} \\ &= 1/2 \text{ (2 s) (10 V)} = 10\text{V} \cdot \text{s} \end{aligned}$$

Dividindo pelo período, obtemos o valor médio da dente de serra:

$$V_0 = 10 \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{2 \text{ s}} = 5 \text{ V}$$

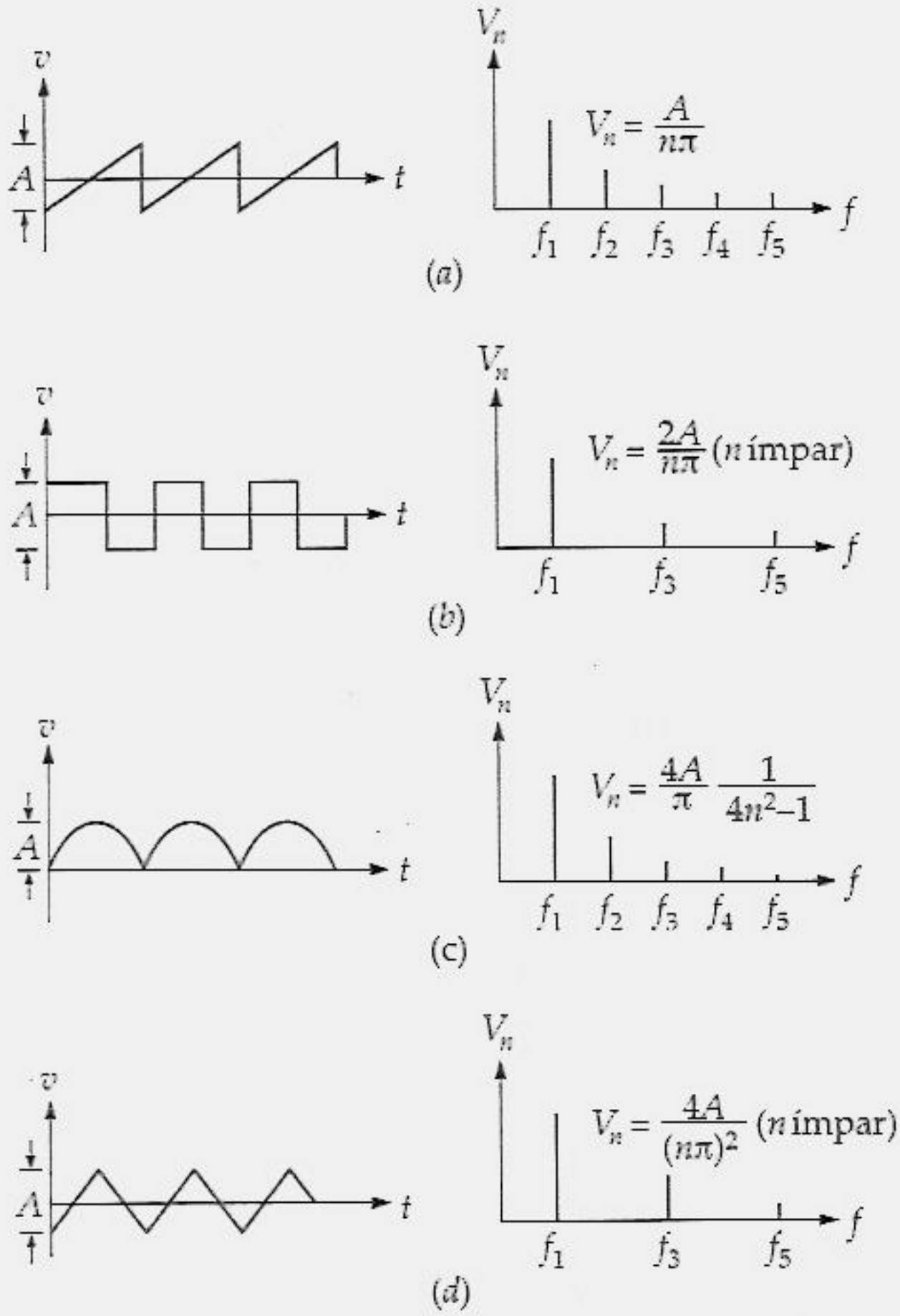


Figura 24.12 Algumas formas de ondas comuns e seus espectros: (*a*) dente de serra; (*b*) quadrada; (*c*) senoidal com retificação de onda completa; (*d*) triangular.

A área acima do eixo horizontal é positiva e, abaixo, é negativa. Se uma parte do ciclo estiver acima do eixo horizontal e a outra parte abaixo, você soma algebricamente as áreas positivas e negativas para obter a área líquida sob o ciclo. A Figura 24.13*b* mostra uma onda quadrada que varia de + 70V a – 30 V. O primeiro semiciclo tem uma área acima do eixo horizontal; portanto, a área é positiva. Porém, o segundo semiciclo está abaixo do eixo horizontal, de forma que a área é negativa. Aqui está como determinar o valor médio de um ciclo completo.

$$\text{Área positiva} = (3\text{ s})\,(70\text{ V}) = 210\text{ V}\cdot\text{s}$$

$$\text{Área negativa} = (30)\,(-30\text{V}) = -90\text{ V}\cdot\text{s}$$

$$\text{Área líquida sob um ciclo} = 210 - 90 = 120\text{ V}\cdot\text{s}$$

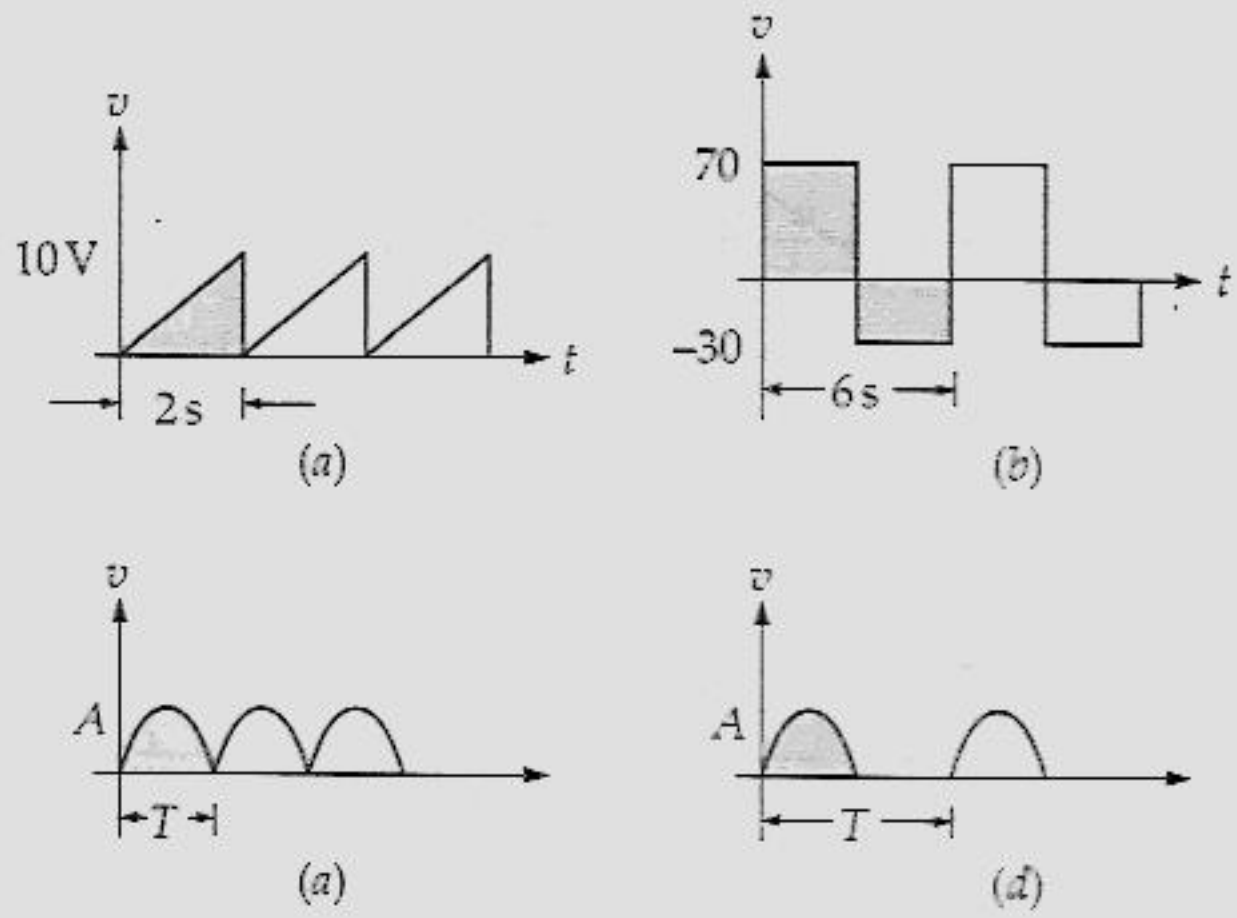


Figura 24.13 Áreas e valores médios.

Dividindo-se a área pelo período, obtemos

$$V_0 = \frac{120\ \text{V} \cdot \text{s}}{6\ \text{s}} = 20\ V$$

Esse é o valor médio para o ciclo completo da Figura 24.13*b*, que é o valor *cc* que seria medido por um voltímetro.

Utilizando a fórmula da área ao longo de um período, você pode calcular o valor médio de outras formas de onda, contanto que elas tenham segmentos lineares. Por exemplo, ondas dente de serra, quadrada e triangular são construídas com linhas retas. Por isso, você pode utilizar fórmulas geométricas bem conhecidas para calcular áreas; após a divisão da área pelo período, você tem o valor médio.

Mas o que você faria com sinais de meia-onda completa como os da Figura 24.13*c* e *d*? Essas formas de onda não são lineares e nenhuma fórmula geométrica simples está disponível para o cálculo de suas áreas. A única forma exata para calcular essas áreas é por meio de cálculo avançado; utilizando esse cálculo, podemos demonstrar os seguintes valores médios:

$$V_0 = 0{,}636\ \text{A (onda completa)} \tag{24.23}$$

e

$$V_0 = 0{,}318\ \text{A (meia-onda)} \tag{24.24}$$

Operação com Grande Sinal

Quando um sinal amplificado é pequeno, apenas uma parte da curva de transcondutância é utilizada. Por isso, a operação acontece sobre um arco quase linear da curva. Uma operação como essa é denominada de *linear* porque às variações na corrente de saída são proporcionais às variações na tensão de entrada. Operação linear significa que o formato da onda amplificada é o mesmo que o da onda de entrada. Isto é, não obtemos distorção numa operação linear ou de pequeno sinal.

Porém, quando o sinal for grande, não podemos mais considerar a operação como linear; as mudanças na corrente de saída não são mais proporcionais às mudanças na tensão de entrada. Por isso, temos uma *distorção não-linear*.

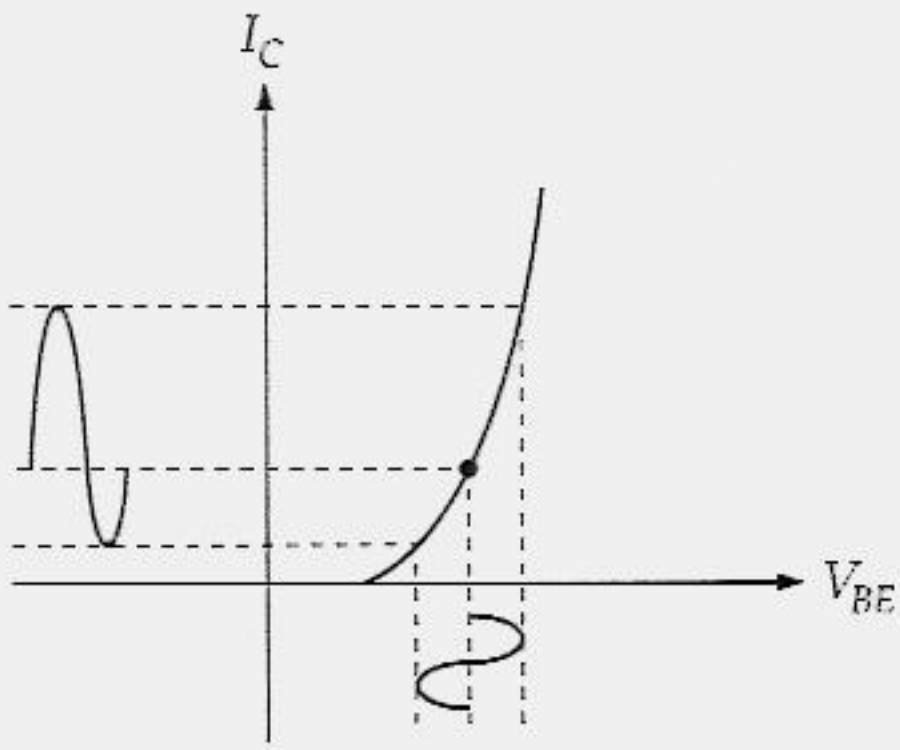


Figura 24.14 Distorção não-linear.

Quando o sinal for de grande amplitude, a operação será não-linear. Um exemplo dessa operação é mostrada na Figura 24.14. Uma tensão V_{BE} senoidal produz uma grande variação ao longo da curva de transcondutância. Em razão da não-linearidade da curva, a corrente resultante não é mais senoidal. Em outras palavras, o formato da onda da corrente de saída não é mais uma duplicação exata da onda de entrada. Como a corrente de saída circula através da resistência de carga, a distorção de saída terá também uma distorção não-linear.

A Figura 24.15*a* mostra uma distorção não-linear do ponto de vista do domínio do tempo. A onda senoidal de entrada também aciona um amplificador. Se a operação for de grande sinal, a tensão de saída amplificada não será mais uma onda senoidal pura. Arbitrariamente, mostramos um ganho de um semiciclo maior do que o outro; esse tipo de distorção algumas vezes é denominado de *distorção de amplitude*.

No domínio da freqüência temos uma percepção da distorção da amplitude. A Figura 24.15*b* mostra como imaginar a mesma situação no domínio da freqüência. O aspecto da entrada é uma única linha em f_1, que é a freqüência da onda senoidal de entrada. O sinal de saída é distorcido mas ele ainda é periódico; portanto, ele contém uma componente *cc* e os harmônicos mostrados. Arbitrariamente, interrompemos no quarto harmônico. A questão é que uma forma de onda com distorção contém uma fundamental e os harmônicos; a intensidade dos harmônicos mais altos é um indício de quanto a distorção é ruim.

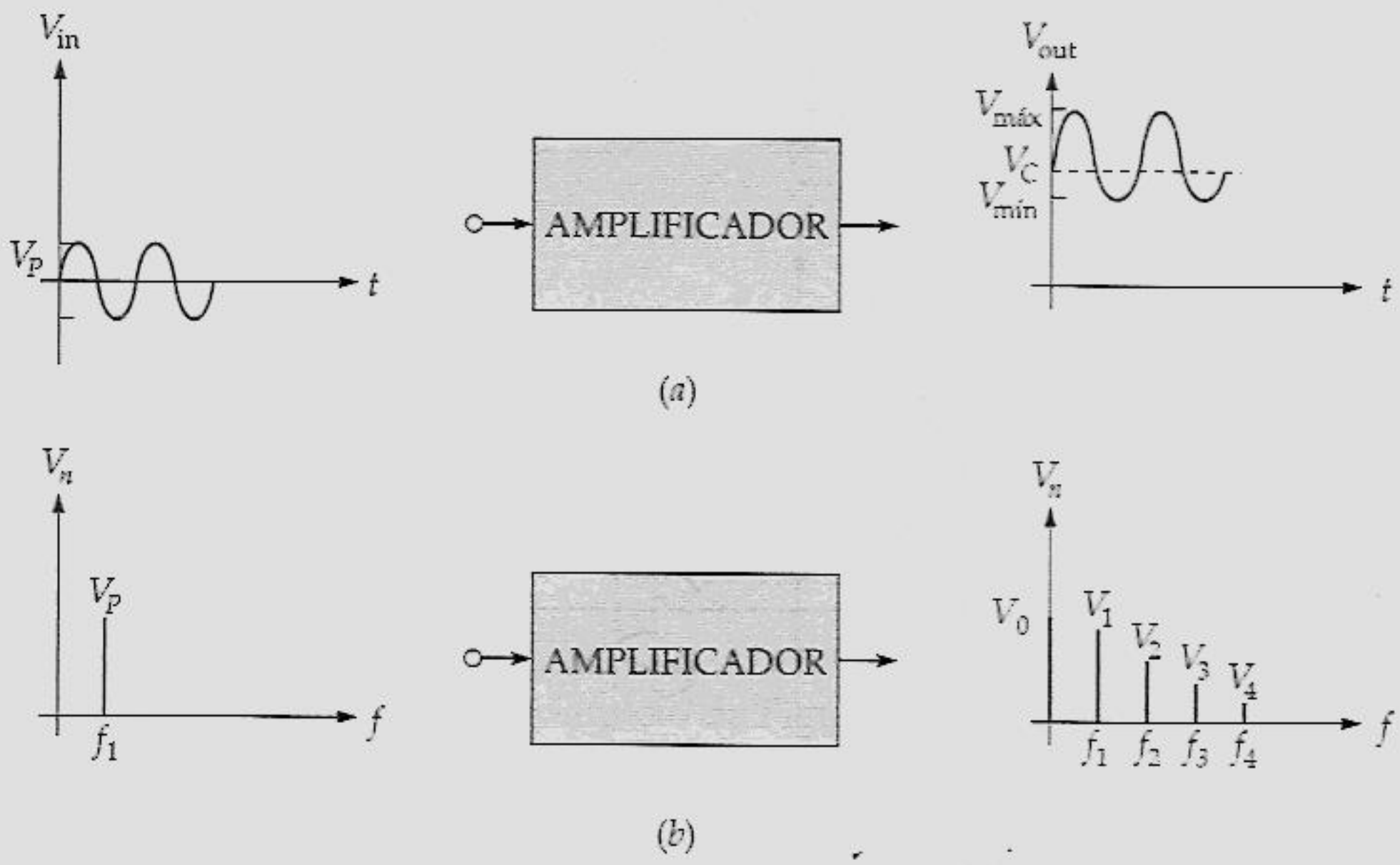


Figura 24.15 As distorções de amplitude produzem harmônicos no espectro.

Na verdade, um nome alternativo para distorção de amplitude é *distorção de harmônico*. Utilizamos o termo distorção de amplitude quando imaginamos um sinal no domínio do tempo e utilizamos o termo distorção de harmônico quando estamos pensando no sinal no domínio da freqüência. Quando estamos interessados no motivo da distorção, usamos o termo distorção não-linear.

24.5 MISTURADORES DE FREQÜÊNCIA

Quando uma única onda senoidal alimenta um circuito não-linear, os harmônicos dessa onda senoidal aparecem na saída. Isso é indesejável em sistemas de alta fidelidade, pois elas alteram o som natural da voz e da música. Por isso, sistemas de alta fidelidade tentam operar sempre no modo linear para evitar as distorções devido aos harmônicos.

Por outro lado, quando duas ondas senoidais alimentam um circuito não-linear, algo incomum acontece. Não apenas obtemos harmônicos de cada onda senoidal, como também obtemos novas freqüências chamadas de freqüências *soma* e *diferença*. A geração dessas freqüências permitiu o surgimento de uma grande invenção chamada de *misturador (mixer) de freqüência*. Esse circuito especial é utilizado virtualmente em todo receptor de rádio e televisão.

Idéia Básica

A Figura 24.16 mostra as idéias básicas que existem por trás de um misturador de freqüência. Duas formas de onda de entrada (f_x e f_y) alimentam um circuito não-linear, tipicamente um amplificador com transistor bipolar ou FET utilizado no modo de grande sinal. A saída do circuito não-linear contém as duas freqüências originais, f_x e f_y, seus harmônicos e algumas freqüências novas. As mais importantes dessas freqüências novas são chamadas de freqüência-soma e são dadas por

$$\text{Soma} = f_x + f_y$$

e a freqüência-diferença é dada por

$$\text{Diferença} = f_x - f_y \tag{24.25}$$

Um filtro passa-faixa, tipicamente um circuito-tanque *LC*, é sintonizado na freqüência-diferença. Portanto, a saída final é a freqüência-diferença. Todas as outras frequências são bloqueadas pelo filtro. Em termos de espectros, um misturador de freqüência tem um espectro de entrada com duas linhas em f_x e f_y e um espectro de saída com uma única linha em $f_x - f_y$.

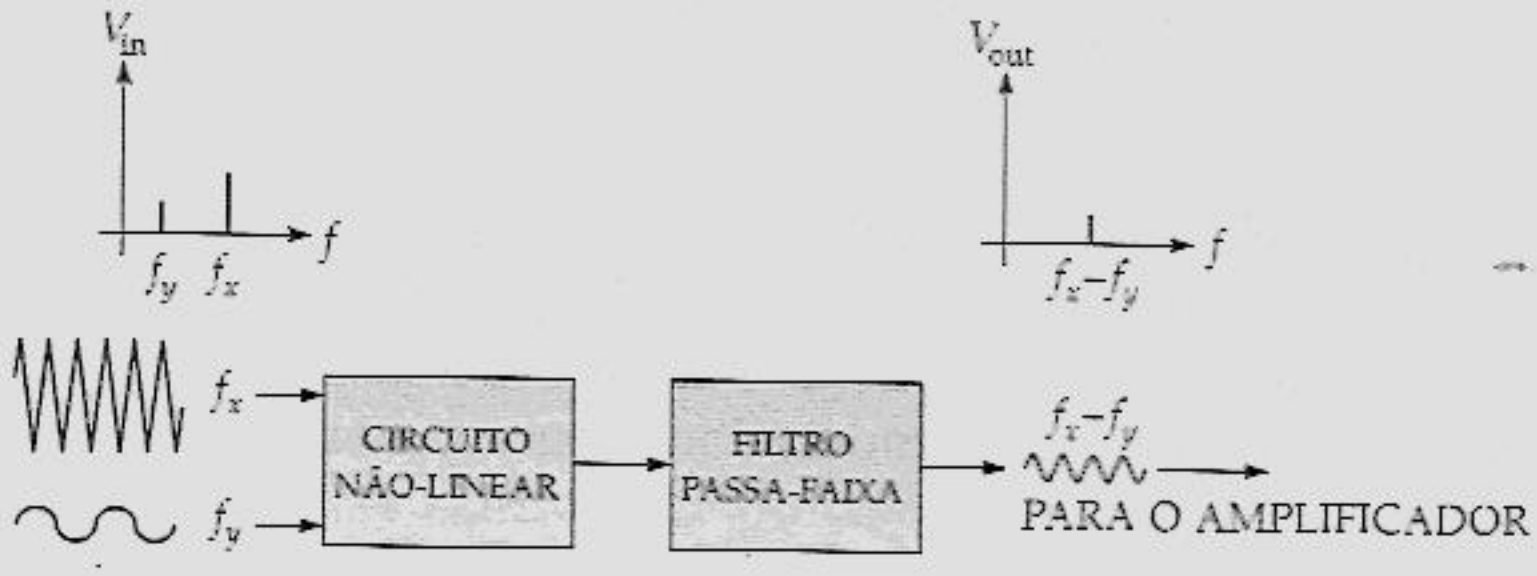


Figura 24.16 Misturador (*mixer*) de freqüência.

Por exemplo, se f_x = 2 MHz e f_y = 1,5 MHz, a saída do circuito não-linear conterá as freqüências originais (2 MHz e 1,5 MHz), seus harmônicos (4 MHz, 6 MHz, 8 MHz,..., 3 MHz, 4,5 MHz, 6 MHz,...), uma freqüência-soma de

$$\text{Soma} = 2\ \text{MHz} + 1{,}5\ \text{MHz} = 3{,}5\ \text{MHz}$$

e uma freqüência-diferença de

$$\text{Diferença} = 2\ \text{MHz} - 1{,}5\ \text{MHz} = 500\ \text{kHz}$$

Tamanho Normal de Sinais de Entrada

Na maioria das aplicações, um dos sinais de entrada do misturador é grande. Isso é necessário para garantir a operação não-linear. Esse sinal grande de entrada é muitas vezes fornecido por um oscilador ou um gerador de sinais. O outro sinal de entrada geralmente é pequeno. Um dos motivos para esse sinal ser pequeno é porque ele é um sinal fraco que chega através de uma antena.

Transistor Misturador

A Figura 24.17 mostra um transitor misturador. Um grande sinal com uma freqüência f_x alimenta a base e um pequeno sinal com uma freqüência f_y alimenta o emissor. A corrente de coletor contém harmônicos mais uma freqüência-soma e uma freqüência-diferença. Com o circuito-tanque LC sintonizado na freqüência-diferença, o sinal de saída terá uma freqüência de $f_x - f_y$.

A propósito, *heteródino* é uma outra forma de dizer misturador e *freqüência de batimento* é o sinônimo de freqüência-diferença. Na Figura 24.17, estamos heterodinando dois sinais de entrada para obter uma freqüência de batimento de $f_x - f_y$.

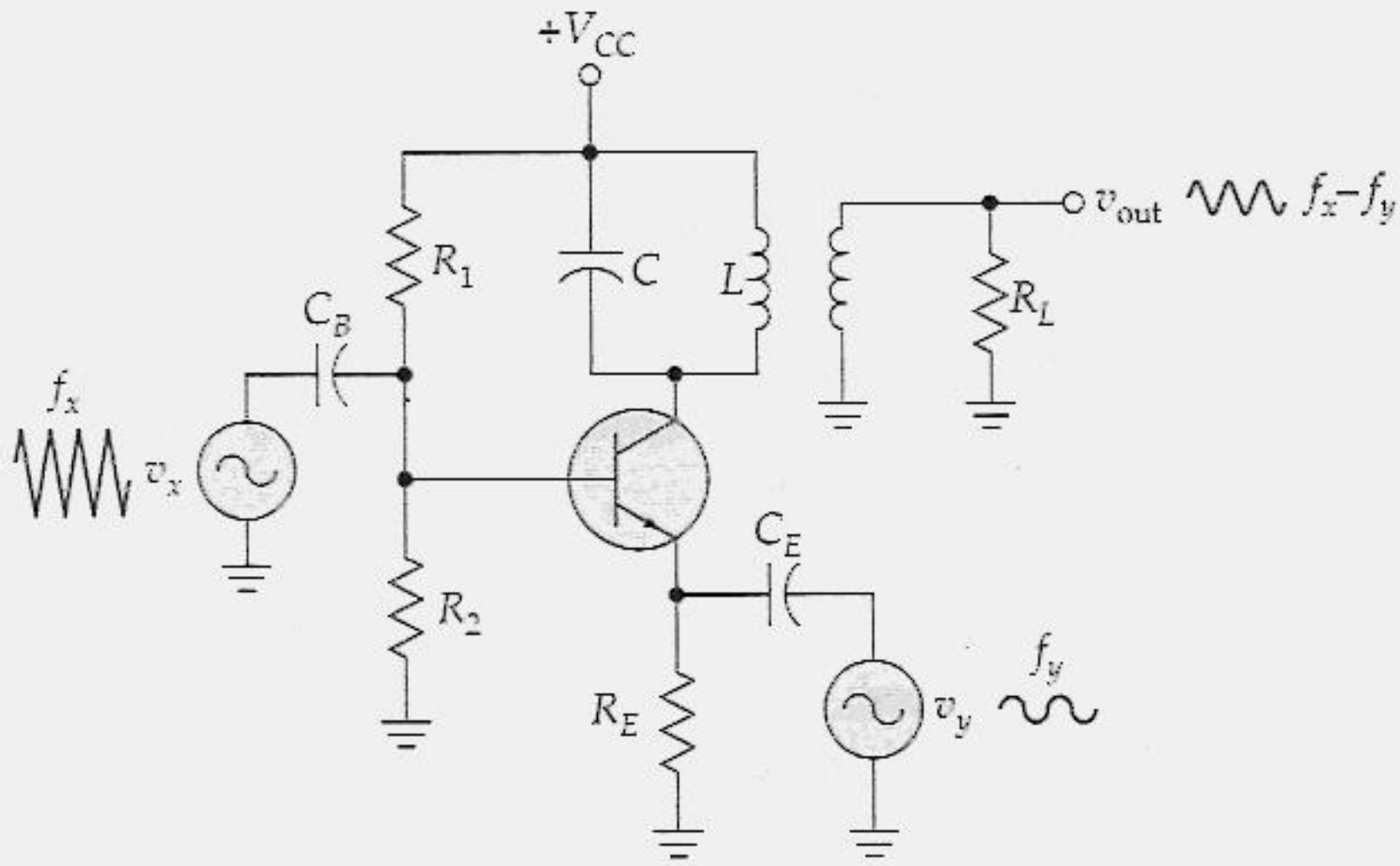


Figura 24.17 Transistor misturador.

Conversão do Ganho

Conversão do ganho se refere à potência do ganho do misturador. A fórmula é

$$\text{Ganho de conversão} = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

onde P_{out} é a potência de saída do sinal diferença e P_{in} é a potência de entrada do pequeno sinal de entrada. Como exemplo, se o pequeno sinal fornecer uma potência de entrada de 10 μW ao emissor e o sinal de saída tiver uma potência de 40 μW,

$$\text{Ganho de conversão} = \frac{40\ \mu W}{10\ \mu W} = 4$$

Esse valor é equivalente a um ganho de conversão em decibel de 6 dB.

Misturadores em Receptores AM

A Figura 24.18 mostra o estágio de entrada de um típico receptor de rádio AM. A antena transfere um sinal fraco para o amplificador de radiofreqüência (RF). Embora este aumente a intensidade do sinal, o sinal f_y que alimenta o misturador ainda é pequeno. O outro sinal de entrada do misturador vem de um circuito chamado de *oscilador local* (LO – *local oscillator*). Esse sinal é muito grande, o que produz a operação não-linear necessária para se obterem as freqüências-soma e diferença. O misturador inclui um filtro que bloqueia todas as freqüências, exceto $f_x - f_y$.

O sinal diferença alimenta alguns estágios chamados de amplificadores de freqüência intermediária (FI). Esses amplificadores de FI produzem a maior parte do ganho de tensão no receptor. O sinal grandemente amplificado que sai dos amplificadores de FI aciona então outros circuitos.

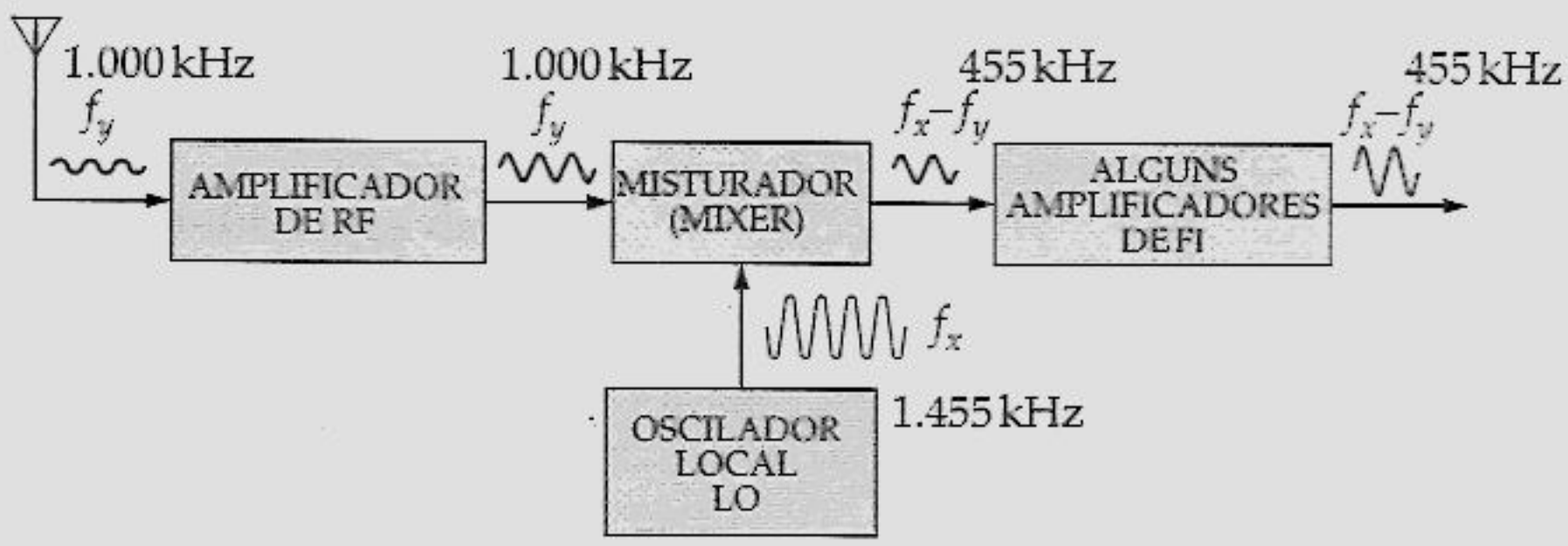


Figura 24.18 Estágio de entrada de um típico receptor AM.

Eis um exemplo. Quando você sintoniza uma estação com uma freqüência de 1.000 kHz, você está fazendo o seguinte:

1. Ajustando um capacitor para sintonizar o amplificador de RF em 1.000 kHz.

2. Ajustando um outro capacitor para posicionar a freqüência LO em 1.455 kHz.

Como mostra a Figura 24.18, a saída do misturador é 455 kHz. Os amplificadores de FI são sintonizados e fixados nessa freqüência. Portanto, o sinal de 455 kHz recebe do amplificador de FI um ganho de tensão máximo.

Se você sintonizar uma estação com uma freqüência de 1.200 kHz, o estágio de RF será sintonizado em 1.200 kHz e o estágio LO em 1.655 kHz. A freqüência-diferença ainda será de 455 kHz. Em outras palavras, por meio de um projeto deliberado, a freqüência de saída do misturador sempre será igual a 455 kHz, não importando em

qual estação você sintonize. Resumidamente, eis o porquê: é fácil projetar um grupo de estágios amplificadores sintonizados em uma freqüência constante como 455 kHz e então tentar múltiplas sintonias de alguns estágios para cada freqüência de estação.

Utilizamos uma FI de 455 kHz porque ela é uma das freqüências fixas mais comuns de receptores de rádio comerciais. Outros valores típicos são 456 kHz e 465 kHz. Sem fazer caso de um valor preciso, qualquer receptor moderno geralmente tem um grupo de amplificadores de FI sintonizados e fixados na mesma freqüência. A freqüência do sinal que entra é convertida nessa freqüência intermediária.

24.6 RUÍDO

Ruído é qualquer tipo de sinal indesejado que não é derivado do sinal de entrada ou harmonicamente relacionado com este. O ruído contém componentes senoidais de altas freqüências. Algumas dessas componentes do ruído se misturam com o sinal LO e produzem freqüências diferentes na saída do misturador. Por isso, os estágios restantes amplificam os dois sinais desejados e o ruído indesejado da saída do misturador.

Alguns Tipos de Ruído

De onde vem o ruído? Motores elétricos, letreiros de néon, redes de potência, ignições de carro e relâmpagos que produzem campos elétrico e magnético. Esses campos podem induzir tensões de ruído em circuitos eletrônicos. Para reduzir esses tipos de ruído, podemos proteger o circuito e os seus cabos de conexão.

A ondulação (*ripple*) de fontes de alimentação também é classificada como ruído, pois não está relacionada com o sinal de entrada. Como mencionado antes, a ondulação pode conseguir entrar no caminho percorrido pelo sinal através da polarização de resistores e por indução. Utilizando-se fontes de alimentação reguladas e protegidas, podemos reduzir a ondulação no caminho percorrido pelo sinal a um nível baixo aceitável.

Se você bater ou sacudir um circuito, as vibrações podem mover as placas de um capacitor, as espiras de um indutor etc. Isso resulta em um ruído chamado de *microfônico*.

Ruído Térmico

Podemos eliminar, ou pelo menos minimizar os efeitos de ruídos devido a campos, ondulação, microfônicos, e aqueles devido a campos externos. Porém, pouco há a ser feito em relação ao *ruído térmico*. A Figura 24.19*a* mostra os fundamentos desse tipo de ruído. No interior de todos os resistores há elétrons na banda de condução. Como esses elétrons estão fracamente presos aos átomos, eles tendem a se mover aleatoriamente em diferentes direções. A energia para esses movimentos vem da energia térmica do ar ao redor. Quanto maior for a temperatura ambiente, maior será a atividade dos elétrons.

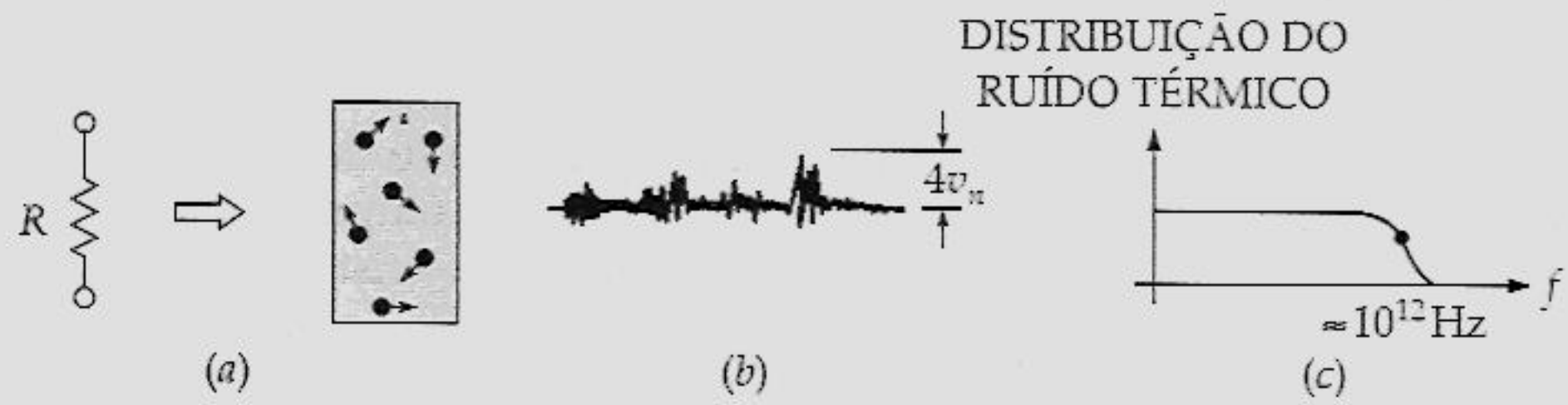


Figura 24.19 Ruído térmico: (*a*) movimento aleatório de elétrons; (*b*) o aspecto de um ruído visto no osciloscópio; (*c*) distribuição espectral.

O movimento de bilhões de elétrons é o puro caos. Em alguns momentos, haverá um movimento maior para cima do que para baixo, produzindo uma pequena tensão negativa através do resistor. Em outros momentos, mais elétrons irão se mover mais para baixo do que para cima, produzindo uma tensão positiva. Se ela fosse amplificada e observada em um osciloscópio, essa tensão de ruído se pareceria com o que é mostrado na Figura 24.19*b*. Como qualquer tensão, o ruído tem um valor rms ou de aquecimento. Como aproximação, os maiores valores de pico do ruído são cerca de quatro vezes o valor rms.

A alteração no tamanho e na forma da tensão de ruído significa que ele inclui componentes de muitas freqüências diferentes. Uma dedução avançada mostra que o espectro do ruído é semelhante ao mostrado na Figura 24.19*c*. Como você vê, o ruído é distribuído uniformemente pela faixa prática de freqüência. A freqüência de corte de aproximadamente 10^{12} Hz está muito acima da capacidade dos circuitos eletrônicos. Por isso, a maioria das pessoas diz que o ruído contém componentes senoidais de todas as freqüências.

Quanto de tensão de ruído um resistor produz? Isso depende da temperatura, da largura de banda e da resistência. Especificamente,

$$v_n = \sqrt{4kTBR} \tag{24.26}$$

onde v_n = tensão de ruído rms

k = constante de Boltzmann ($1{,}37 \times 10^{-23}$)

T = temperatura absoluta, °C + 273

B = largura de banda do ruído, Hz

R = resistência, Ω

Na Equação (24.26), a tensão de ruído aumenta com a temperatura, com a largura de banda e com a resistência.

À temperatura ambiente (25°C), a fórmula se reduz em

$$v_n = 1{,}28(10^{-10})\sqrt{BR} \tag{24.27}$$

A largura de banda do ruído B é aproximadamente igual a 3 dB da largura de banda do amplificador, do misturador ou do sistema a ser analisado. Como exemplo, um rádio transistorizado tem uma largura de banda total em torno de 10 kHz. Esse é um valor aproximado de B na Equação (24.27). Um receptor de televisão, por outro lado, possui uma largura de banda em torno de 4 MHz. Esse é o valor de B a ser utilizado nos cálculos em um receptor de televisão.

Utilizando a Equação (24.26) ou a (24.27), podemos estimar o ruído produzido por um resistor qualquer em um amplificador. Os resistores próximos à entrada do amplificador são mais importantes, pois os seus ruídos serão amplificados e dominarão o ruído final de saída. Podemos fazer uma estimativa grosseira do nível do ruído de entrada calculando o ruído gerado pela resistência Thévenin que alimenta o amplificador ou o sistema.

Eis um exemplo: suponha que a fonte que alimenta a entrada de um amplificador tenha uma resistência Thévenin de 5 kΩ. Se o amplificador tiver uma largura de banda de 100 kHz e a temperatura ambiente for de 25°C, o ruído na entrada do amplificador será

$$v_n = 1{,}28(10^{-10})\sqrt{10^5(5.000)} = 2{,}86\ \mu\text{V}$$

Essa equação nos fornece uma estimativa do nível do ruído na entrada. Caso um sinal recebido seja menor do que esse valor, ele será mascarado ou escondido pelo ruído.

24.7 MODULAÇÃO DE AMPLITUDE

O rádio, a televisão e muitos outros sistemas eletrônicos seriam impossíveis sem a *modulação*, que diz respeito a um sinal de baixa freqüência (tipicamente um sinal de áudio), controlando a amplitude, a freqüência ou a fase de um sinal de alta freqüência (geralmente uma freqüência de rádio).

Idéia Básica

Quando um sinal de baixa freqüência controla a amplitude de um sinal de alta freqüência, temos uma *modulação de amplitude* (AM – *amplitude modulation*). A Figura 24.20*a* mostra um modulador simples. Um sinal de alta freqüência v_x está na entrada do potenciômetro. Portanto, a amplitude de v_{out} depende da posição do cursor. Se movermos o cursor para cima e para baixo, senoidalmente, v_{out} se parece com a forma de onda AM da Figura 24.20*b*. Observe que a amplitude ou os valores de pico do sinal de alta freqüência variam na taxa de uma freqüência baixa.

O sinal de alta freqüência de entrada é chamado de *portadora* e o de baixa freqüência, *sinal de modulação*. Centenas de ciclos da portadora ocorrem normalmente durante um ciclo do sinal de modulação. Por isso, os picos positivos da portadora são muito próximos uns dos outros, de maneira que eles formam uma sólida envoltória (Figura 24.20*c*). De forma semelhante, os picos negativos formam uma envoltória inferior.

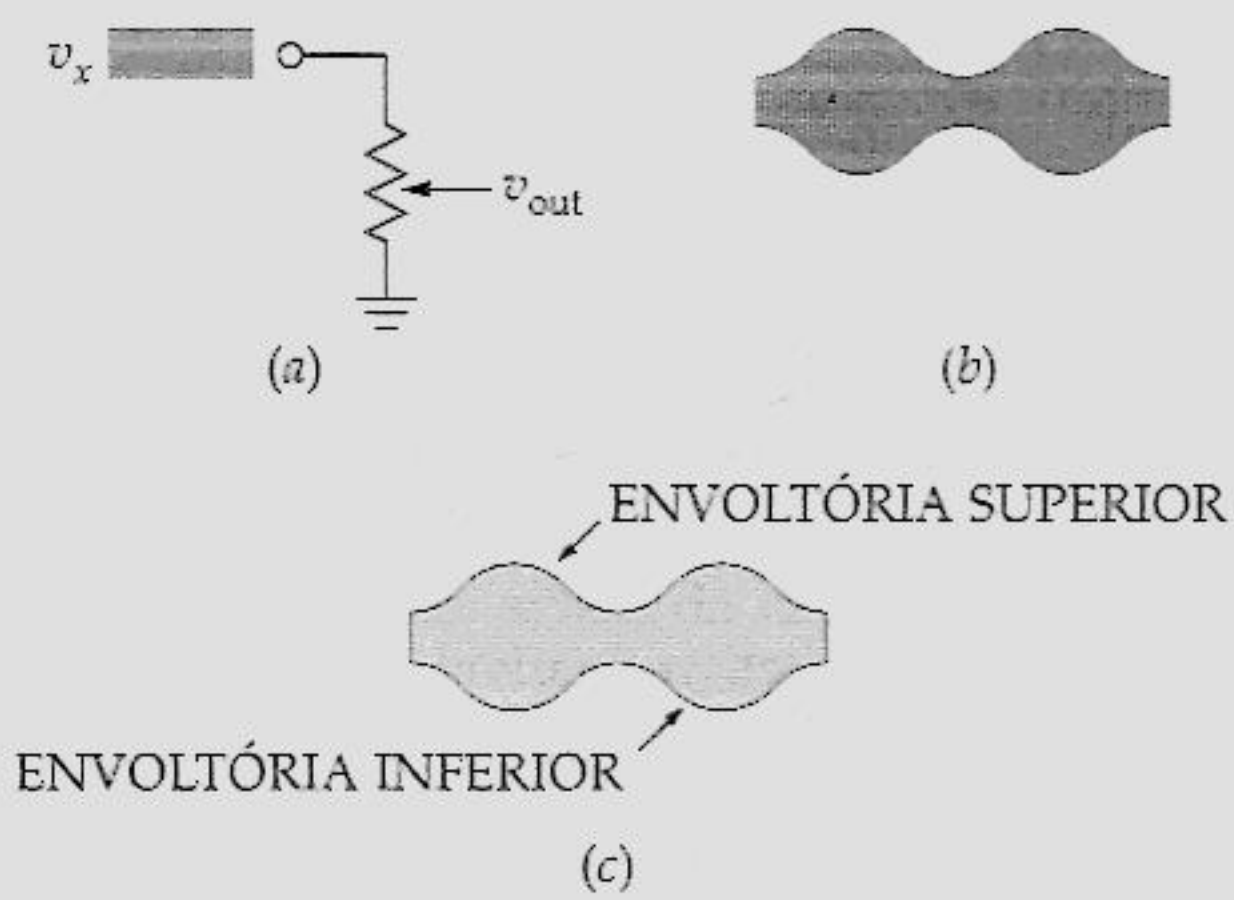


Figura 24.20 Modulação de amplitude.

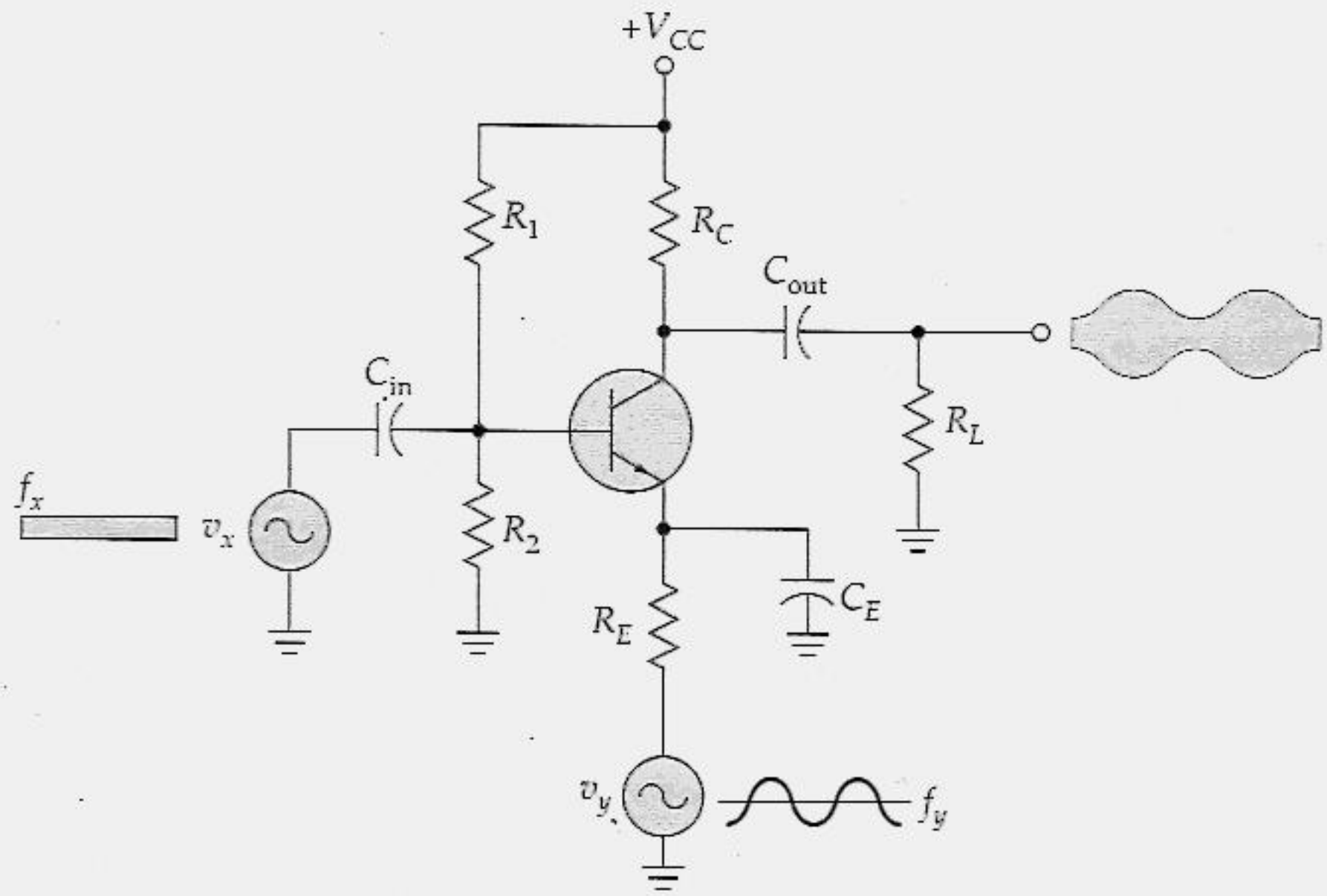


Figura 24.21 Um estágio de modulação de RF.

Amplificador Modulador de RF

A Figura 24.21 mostra um exemplo de um estágio modulador de RF. O sinal da portadora v_x é a entrada do amplificador EC. O circuito amplifica a portadora de um fator de A, de forma que a saída é Av_x. O sinal modulador é parte da polarização. Portanto, ele introduz variações de baixa freqüência na corrente de emissor, o que produz variações em r'_e e A. Por isso, o sinal de saída amplificado se parece com a forma de onda AM mostrada, na qual os valores de pico da saída variam senoidalmente com a modulação do sinal. Dito de uma outra forma, as envoltórias superior e inferior possuem a forma do sinal modulador.

Tensões de Entrada

Para uma operação normal, o circuito da Figura 24.21 deve ter uma tensão de portadora pequena. Por quê? Porque não queremos que a portadora controle o ganho de tensão. Apenas o sinal modulador deve fazê-lo. Esse sinal deve ser grande o suficiente para alterar senoidalmente o ganho de tensão. Assim, teremos variações senoidais na portadora, que equivalem à forma de onda AM desejada.

Freqüências de Entrada

Geralmente, a freqüência da portadora f_x é muito maior do que a freqüência de modulação f_y. No curcuito da Figura 24.21, precisamos que f_x seja pelo menos 100 vezes maior do que f_y. Eis o motivo: o capacitor seria visto como uma baixa impedância pela portadora e como uma alta impedância pelo sinal de modulação. Ocorrendo isso, a portadora é acoplada, passando pelo circuito, mas o sinal de modulação é bloqueado a partir da saída.

Exemplo 24.4

No circuito Figura 24.22, o pico de entrada da portadora é de 10 mV e o pico de entrada do sinal de modulação é de 8 mV. Calcule o ganho de tensão mínimo, quiescente e máximo.

Solução

Quando a tensão de modulação for zero, a tensão sobre o resistor de emissor será de 9,3 V. Assim, a corrente de emissor será de 9,3 mA e r'_e será de aproximadamente 26,9 Ω. Portanto, o ganho de tensão quiescente será igual a

$$A = \frac{10\ \text{k}\Omega \parallel 1{,}5\ \text{k}\Omega}{26{,}9\ \Omega} = 48{,}5 \quad \text{(quiescente)}$$

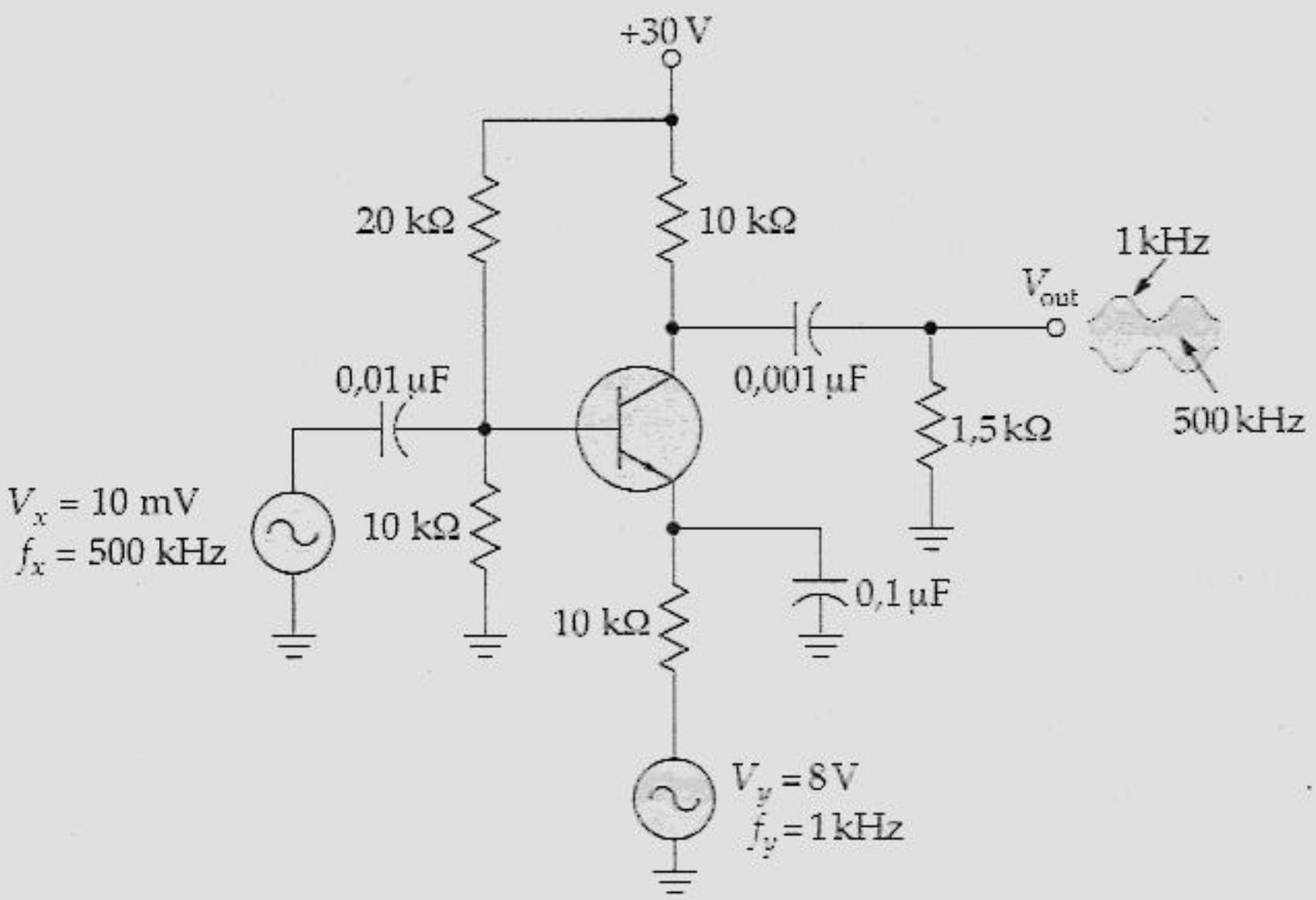


Figura 24.22

No momento em que o sinal de modulação alcança um pico positivo de 8 V, apenas 1,3 V estará sobre o resistor de emissor. Nesse instante, a corrente de emissor será de 0,13 mA e r'_e será de 192 Ω. O ganho de tensão correspondente será

$$A = \frac{10\ \text{k}\Omega \parallel 1{,}5\ \text{k}\Omega}{192\ \Omega} = 6{,}79 \quad \text{(mínimo)}$$

No pico negativo do sinal de modulação, a tensão sobre o resistor de emissor será de 17,3 V. A corrente de emissor se tornará 1,73 mA, r'_e diminuirá para 14,5 Ω e

$$A = \frac{10\ \text{k}\Omega \parallel 1{,}5\ \text{k}\Omega}{14{,}5\ \Omega} = 90 \quad \text{(máximo)}$$

Até que a portadora seja importante, o amplificador EC varia o seu ganho de tensão de um valor baixo de 6,79 para um alto de 90. Portanto, o sinal de saída é uma forma de onda AM, como mostra a Figura 24.22. Nas seções seguintes, o ganho de tensão quiescente é designado por A_0, o ganho de tensão mínimo por $A_{\text{mín}}$ e o ganho de tensão máximo por $A_{\text{máx}}$. Nesse exemplo, $A_0 = 48{,}5$; $A_{\text{mín}} = 6{,}79$ e $A_{\text{máx}} = 90$.

24.8 MODULAÇÃO PERCENTUAL

Idealmente, um sinal de modulação senoidal produz uma variação senoidal do ganho de tensão, que é expressa por

$$A = A_0(1 + m \operatorname{sen} 2\pi f_y t) \tag{24.28}$$

onde A = ganho de tensão instantâneo

A_0 = ganho de tensão quiescente

m = coeficiente de modulação

À medida que a função seno varia entre – 1 e + 1, o ganho de tensão varia senoidalmente entre $A_0(1 - m)$ e $A_0(1 + m)$. Por exemplo, se $A_0 = 100$ e $m = 0{,}5$, o ganho de tensão varia senoidalmente entre um ganho de tensão mínimo de

$$A_{\text{mín}} = 100(1 - 0{,}5) = 50$$

e um ganho de tensão de

$$A_{\text{máx}} = 100(1 + 0{,}5) = 150$$

Na Equação (24.28), m controla a quantidade de modulação. Quanto maior for o m, maior será a variação no ganho de tensão. A modulação percentual é tipicamente utilizada para medir a quantidade da modulação de amplitude:

$$\text{Modulação percentual} = m \times 100\% \tag{24.29}$$

Se m for 0,5, o percentual de modulação será de 50%. Quando m for 0,9, o percentual de modulação será de 90%. Você pode medir m da forma mostrada a seguir. Dado um sinal AM como o da Figura 24.23*a*, a tensão de pico a pico máxima é de $2V_{máx}$ e a mínima é de $2V_{mín}$. Esses valores de pico a pico estão relacionados a m por meio da seguinte fórmula:

$$m = \frac{2V_{máx} - 2V_{mín}}{2V_{máx} + 2V_{mín}} \tag{24.30}$$

Por exemplo, uma forma de onda como a da Figura 24.23*b* tem um coeficiente de modulação de

$$m = \frac{16 - 4}{16 + 4} = 0{,}6$$

que é equivalente a 60%.

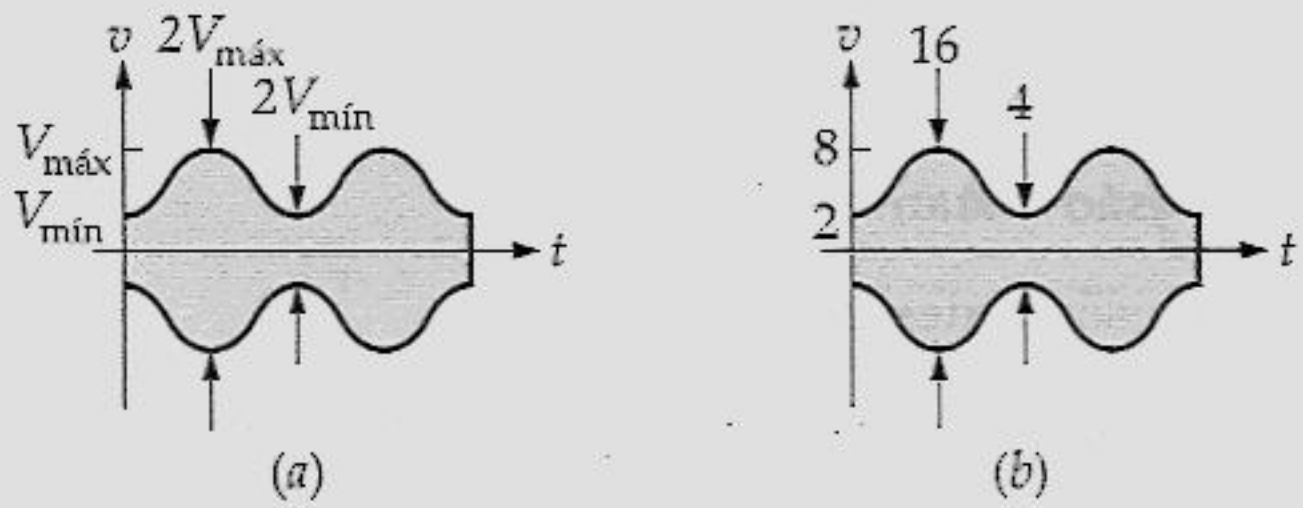


Figura 24.23

24.9 ESPECTRO AM

A tensão de saída de um estágio de RF modulada se parece com o gráfico da Figura 24.24*a* e é igual a

$$v_{out} = Av_x$$

Se a portadora for senoidal, podemos escrever

$$v_{out} = AV_x \text{ sen } 2\pi f_x t$$

onde V_x é o valor de pico da portadora de entrada. Com a Equação (24.28), a tensão de saída é dada por

$$v_{out} = A_0 (1 + m \text{ sen } 2\pi f_y t)(V_x \text{ sen } 2\pi f_x t)$$

ou

$$v_{out} = A_0 V_x \text{ sen } 2\pi f_x t + mA_0 V_x \text{ sen } 2\pi f_y t \; V_x \text{ sen } 2\pi f_x t \tag{24.31}$$

Portadora Não-Modulada

O primeiro termo na Equação (24.31) representa uma componente senoidal com valor de pico de $A_0 V_x$ e uma freqüência de f_x. A Figura 24.24*b* mostra o gráfico do primeiro termo, o qual chamamos de portadora não-modulada, pois ela é a tensão de saída quando m for igual a zero.

Produto Cruzado

O segundo termo na Equação (24.31) é um produto cruzado de duas ondas senoidais, que resulta em duas novas freqüências: uma soma e uma diferença, como é mostrado a seguir. O segundo termo da Equação (24.31) é igual a

$$mA_0 V_x \text{ sen } 2\pi f_y t \text{ sen } 2\pi f_x t = \frac{mA_0 V_x}{2} \cos 2\pi(f_x - f_y)t - \frac{mA_0 V_x}{2} \cos 2\pi(f_x + f_y)t$$

O primeiro termo, o da direita, é uma senóide com um valor de pico de $mA_0 V_x/2$ e uma freqüência-diferença de $f_x - f_y$. O segundo termo ainda é uma senóide com um valor de pico de $mA_0 V_x/2$, mas com a freqüência-soma de $f_x + f_y$. A Figura 24.24*c* e *d* mostra essas componentes senoidais.

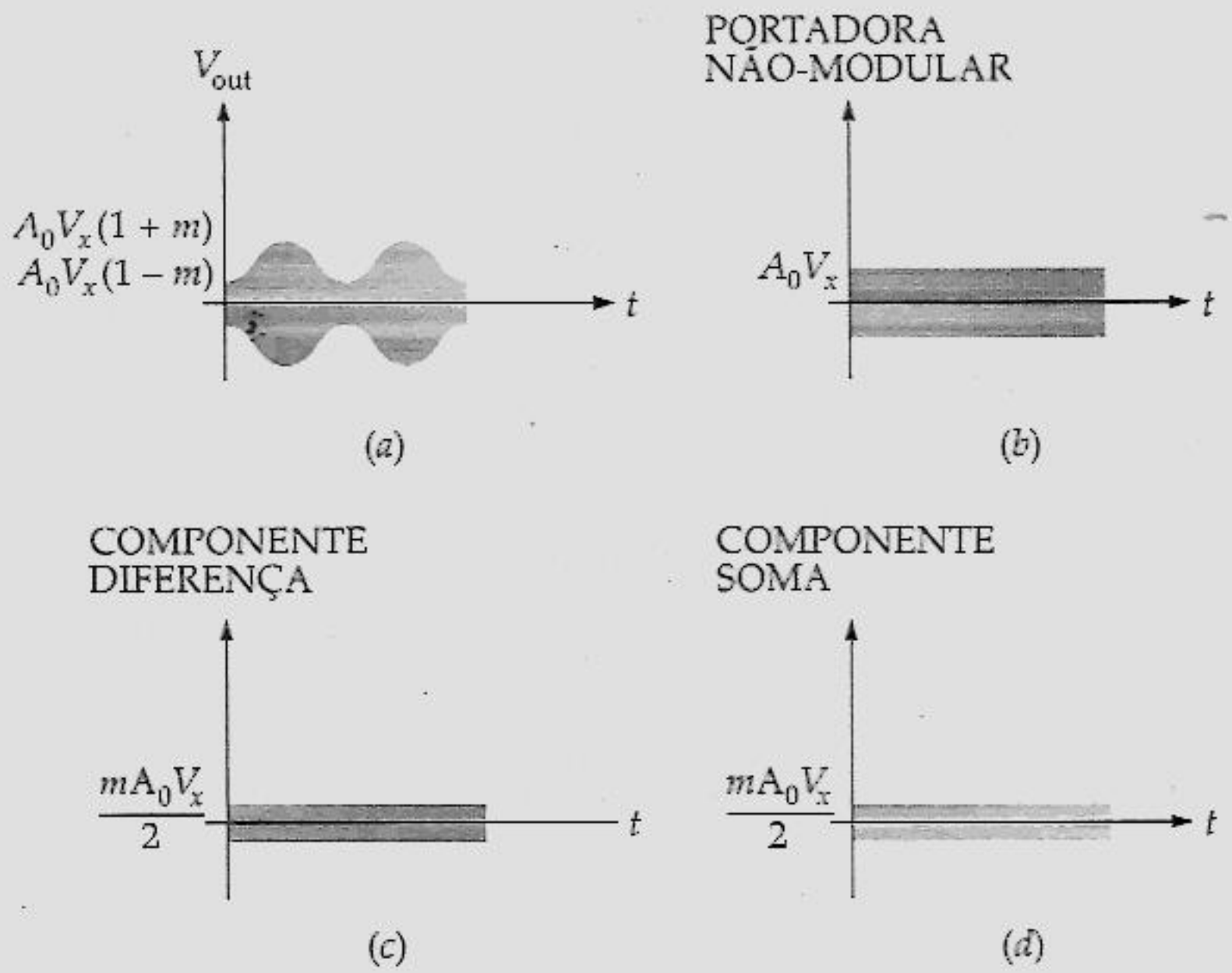


Figura 24.24 (*a*). Sinal AM; (*b*) portadora não-modulada; (*c*) componente diferença; (*d*) componente soma.

Componentes Espectrais

Um sinal AM no domínio do tempo, como o mostrado na Figura 24.24*a*, é a superposição de três ondas senoidais (Figura 24.24*b* a *d*). Uma onda senoidal tem a mesma freqüência que a da portadora, uma outra tem a mesma que a da freqüência-diferença e a terceira a mesma que a da freqüência-soma. Em termos de espectros, eis o que significa AM: a Figura 24.25*a* mostra o espectro de entrada do estágio de RF modulada. A primeira linha representa o grande sinal de modulação com uma freqüência f_y. A segunda representa o pequeno sinal da portadora com uma freqüência f_x. A Figura 24.25*b* mostra o espectro de saída. Nesse gráfico vemos a portadora amplificada com freqüência entre as componentes freqüência-soma e freqüência-diferença. A componente freqüência-diferença às vezes é chamada de *freqüência lateral inferior* e a componente de freqüência-soma, de *freqüência lateral superior*.

O significado físico é este: um sinal AM é equivalente a três fontes senoidais em série, como mostra a Figura 24.25*c*. Essa equivalência não é ficção matemática. As freqüências laterais existem realmente, pois podemos usar filtros para separá-las da portadora.

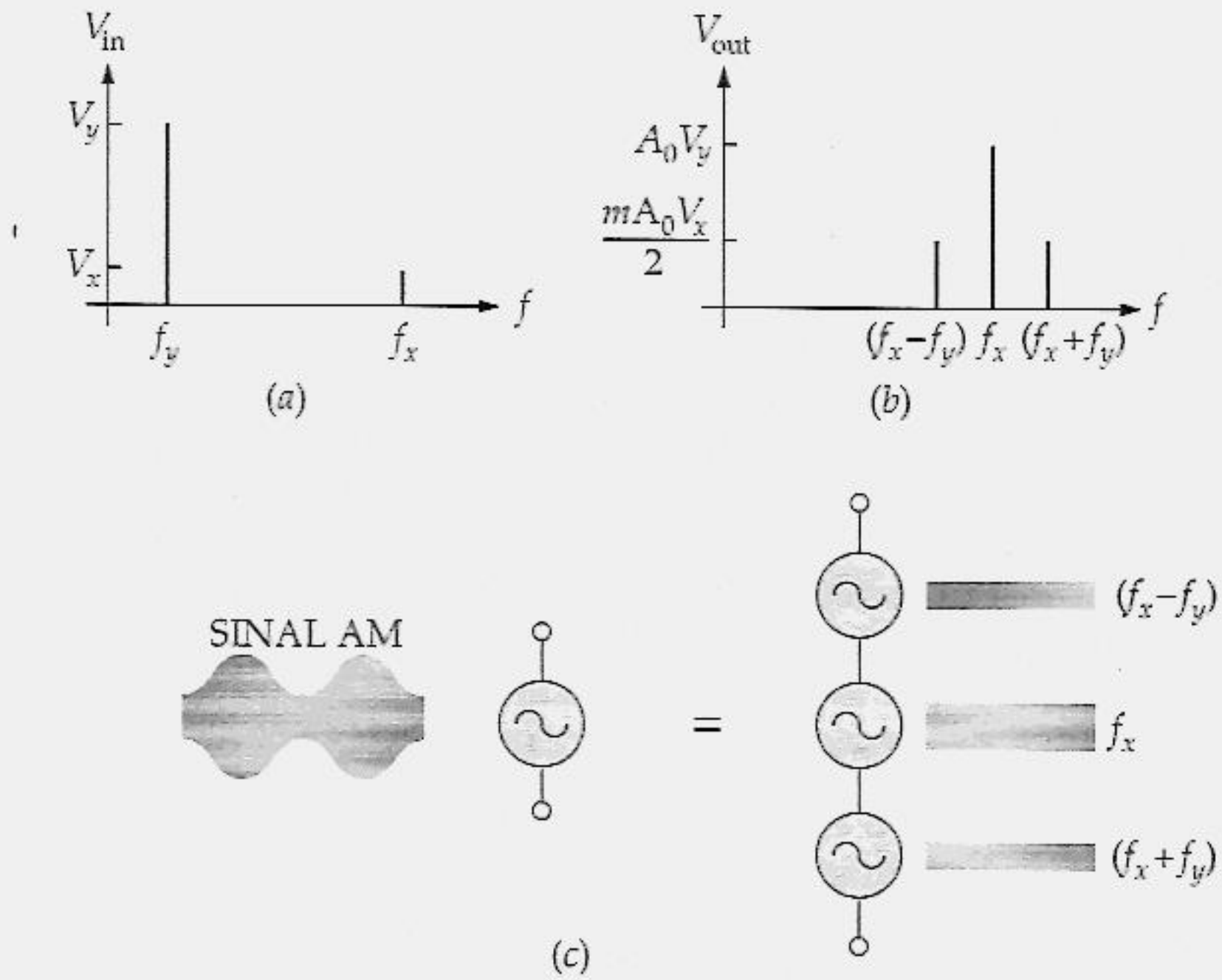


Figura 24.25 (*a*) Espectro de entrada; (*b*) espectro de saída; (*c*) AM é a soma de três ondas senoidais.

24.10 DEMODULADOR AM

O sinal de modulação representa a voz ou a música a ser transmitida. A portadora é necessária apenas para conduzir o sinal modulado do transmissor para o receptor. Uma vez que o sinal AM é recebido, a função da portadora termina. Há um circuito especial no receptor que separa o sinal de modulação da portadora. Esse circuito é chamado de *demodulador*.

Diodo Demodulador

A Figura 24.26*a* mostra um *detector de pico*, um dos circuitos que podem ser utilizados como um demodulador. Idealmente, os picos do sinal de entrada são detectados de forma que a saída seja a envoltória superior. Durante cada ciclo da portadora, o diodo conduz brevemente e carrega o capacitor com a tensão de pico da portadora. Entre os picos, o capacitor se descarrega através do resistor. Se fizermos a constante de tempo

RC muito maior do que o período da portadora, teremos apenas uma pequena descarga entre os ciclos. A saída então se mostra como a envoltória superior com uma pequena ondulação (*ripple*), como mostra a Figura 24.26*b*.

Constante de Tempo

Entre os pontos *A* e *C* na Figura 24.26*b*, cada pico na portadora é menor do que o pico precedente. Se a constante de tempo *RC* for muito longa, o circuito não poderá detectar o próximo pico da portadora (Figura 24.26*c*). A parte mais difícil da envoltória para seguir está em *B*, na Figura 24.26*b*. Nesse ponto, a envoltória está onde *m* tem a sua maior taxa de variação. Por meio de cálculo, podemos equacionar a taxa de variação da envoltória e a descarga do capacitor para demonstrar que

$$f_{y(\text{máx})} = \frac{1}{2\pi RCm} \tag{24.32}$$

onde *m* é o coeficiente de modulação. Com essa equação, podemos calcular a maior freqüência da envoltória que o detector pode seguir sem atenuação. Se a freqüência da envoltória for maior do que $f_{y(\text{máx})}$, a saída detectada cai 20 dB por década.

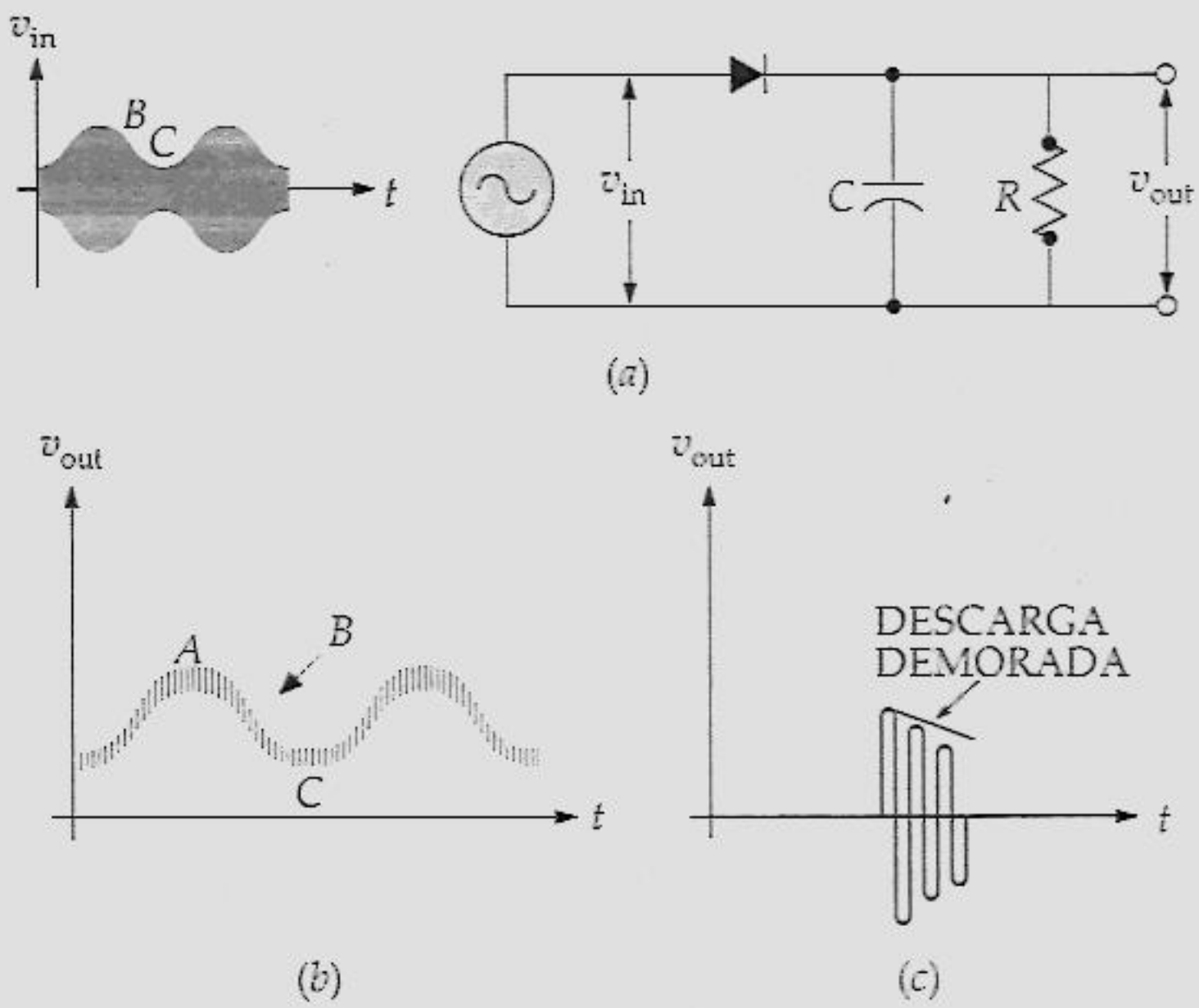


Figura 24.26 Detector de envoltória.

Os estágios seguintes ao detector de pico são amplificadores de áudio com uma freqüência de corte superior menor do que a da portadora. Por isso, a pequena ondulação da portadora na Figura 24.26*b* é reduzida depois desses estágios de áudio. Às vezes, um filtro passa-baixo é utilizado na saída do detector de pico para remover a ondulação da portadora.

24.11 O RECEPTOR SUPER-HETERÓDINO

A Figura 24.27 mostra o diagrama em bloco de um receptor *super-heteródino* ("super-quente"). O sinal que chega da antena é amplificado pelo estágio de RF. Esse sinal amplificado se mistura com o sinal LO para produzir o sinal FI. Devido ao sinal LO da Figura 24.27 operar com 455 kHz acima do sinal de RF, o espectro de FI tem uma freqüência central de 455 kHz.

O sinal FI é amplificado por alguns estágios de FI. A saída do último estágio de FI vai para o detector de pico (demodulador) para recuperar o sinal de modulação, que então alimenta os amplificadores de áudio e o alto-falante. A saída do detector também alimenta com uma tensão AGC que retorna para os amplificadores de FI.

Conforme mencionado antes, é impraticável fabricar indutores e grandes capacitores em um chip. Por isso, os CIs de rádio e televisão contêm apenas transistores e resistores. Para esses chips funcionarem adequadamente, você tem de conectar indutores e capacitores externos para sintonizar os estágios de RF e FI.

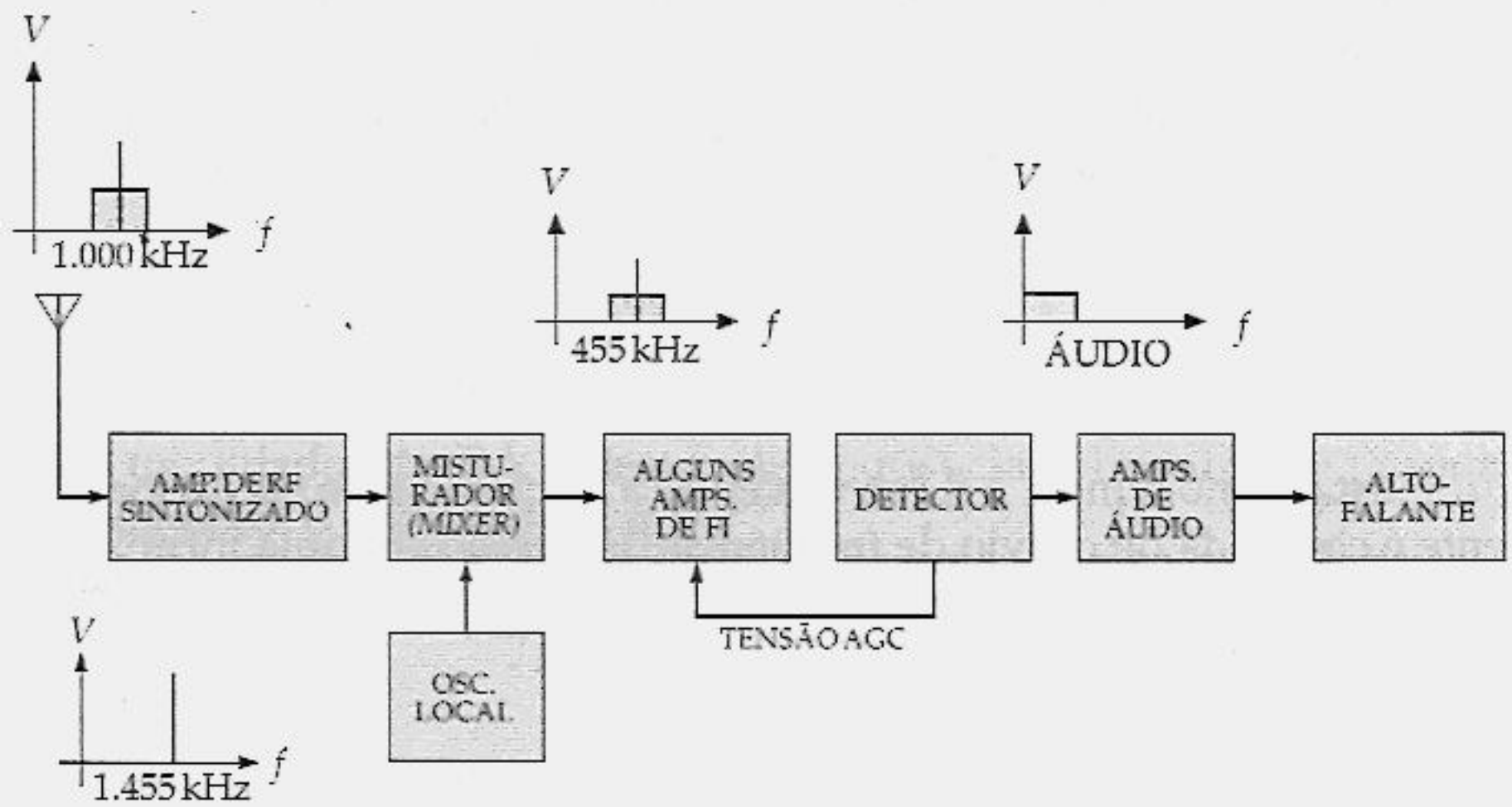


Figura 24.27 Receptor super-heteródino.

O LM1820 é um exemplo de um integrado receptor de AM. Ele contém um amplificador de RF, um oscilador, um misturador (*mixer*), amplificadores de FI e um detector de AGC. Se conectarmos externamente circuitos-tanque a um LM1820, um amplificador de áudio como o LM386 e um alto-falante, teremos um rádio AM completo.

Em resumo, o super-heteródino é a entrada padrão na maioria dos receptores de comunicação. A idéia básica é utilizar um misturador para deslocar o espectro recebido para baixo, para uma freqüência intermediária. Nessa freqüência constante e baixa, os entágios de FI podem amplificar eficientemente o sinal de prioridade para demodulação e amplificação de áudio.

24.12 MODULAÇÃO DE FREQÜÊNCIA

Quando o sinal de modulação controla a freqüência da portadora, temos uma *modulação de freqüência* (FM – *frequency modulation*). Esse tipo de modulação é utilizado em rádio FM e também pela parte de áudio do sinal de televisão. A maior vantagem da FM sobre a AM é o menor ruído no som que você escuta.

Idéia Básica

A idéia básica em um modulador de FM é variar a freqüência de uma onda senoidal, geralmente através da variação na capacitância de um oscilador *LC*. Por exemplo, a Figura 24.28*a* mostra o capacitor de sintonia de um oscilador. Imagine uma variação no capacitor de um valor mínimo para um máximo. A Figura 24.28*b* mostra a saída de um oscilador cuja capacitância variou. Observe que o sinal FM resultante tem uma freqüência mínima (capacitância máxima) e uma freqüência máxima (capacitância mínima).

Desvio de Freqüência

Em algum instante no tempo, a diferença entre a freqüência do oscilador e a freqüência quiescente é chamada de desvio de freqüência. Expresso em uma fórmula,

$$f_D = f - f_Q$$

onde f_D = desvio de freqüência

f = freqüência instantânea

f_Q = freqüência quiescente

Por exemplo, se f for igual a 1.075 kHz e f_Q for igual a 1.000 kHz, o desvio de freqüência será

$$f_D = 1.075 \text{ kHz} - 1.000 \text{ kHz} = 75 \text{ kHz}$$

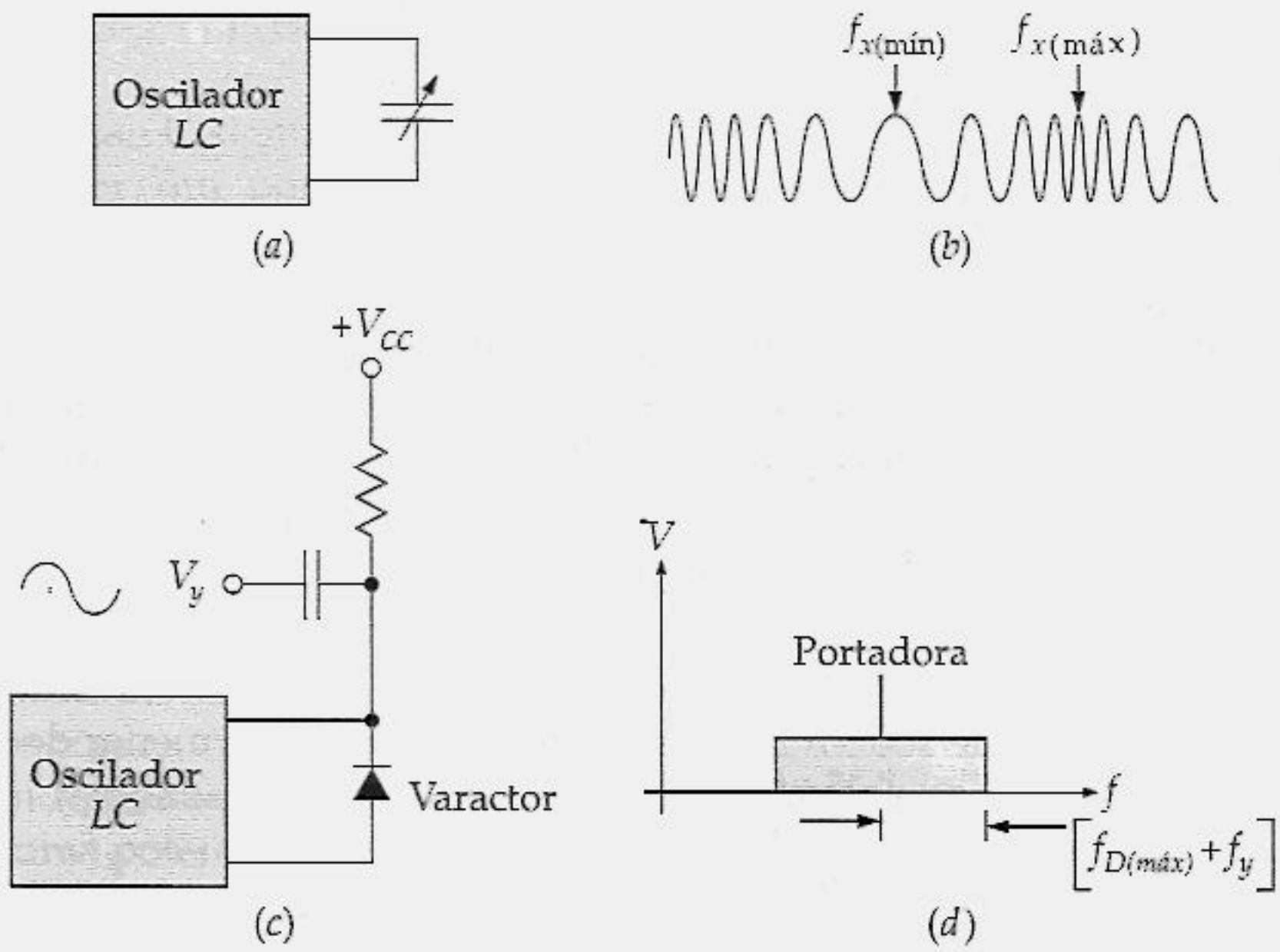


Figura 24.28

Em um prático modulador de FM, utilizamos um varactor como o capacitor de sintonia conforme mostra a Figura 24.28*c*. Variando-se a polarização reversa, podemos variar a capacitância. A tensão *cc* estabelece o valor quiescente da capacitância. Se a tensão de modulação v_y for senoidal como mostra a Figura 24.28*c*, podemos escrever

$$v_y = V_y \text{ sen } 2\pi f_y t$$

Em um prático modulador de FM, o desvio de freqüência é diretamente proporcional à tensão de modulação, o que significa que

$$f_D = KV_y \text{ sen } 2\pi f_y t$$

onde K é uma constante de proporcionalidade que depende do varactor e de outros fatores. O desvio de freqüência máximo é, portanto, igual a

$$f_{D(\text{máx})} = KV_y$$

Por exemplo, se K for 75 kHz por volt, um pico de tensão de modulação de 2 V produz

$$f_{D(\text{máx})} = (75\text{ kHz/V})(2\text{ V}) = 150\text{ kHz}$$

Largura de Banda

Para calcular a largura de banda exata de um sinal de FM, você precisa utilizar as funções de Bessel, as quais estão além do nível desse livro. Mas há uma aproximação que podemos utilizar. A Figura 24.28*d* mostra o espectro aproximado de um sinal de FM. Baseado nesse espectro, a largura de banda de um sinal de FM é dada por

$$B = 2(f_{D(\text{máx})} + f_y) \tag{24.33}$$

Por exemplo, suponha que a transmissão de um sinal de FM tenha uma freqüência de portadora de 100 MHz. Pela lei, $f_{D(\text{máx})}$ tem de ser menor do que 75 kHz e f_y menor do que 15 kHz. Na pior situação, a largura de banda será

$$B = 2(75\text{ kHz} + 15\text{ kHz}) = 180\text{ kHz}$$

Nesse caso, o sinal de FM consiste de uma freqüência de portadora de 100 MHz e de freqüências que se estendem em aproximadamente 90 kHz de cada lado da portadora.

Vantagens da FM sobre a AM

A excepcional vantagem que a FM tem sobre a AM é um menor ruído. O ruído externo proveniente de motores elétricos, relâmpagos, sistemas de ignição etc. influencia a amplitude dos sinais de modulação transmitidos. Em um receptor AM, você ouvirá esses ruídos de interferência. Mas em um receptor FM, a amplitude do sinal não é importante, apenas a variação na freqüência é detectada para recuperar o sinal de modulação. Por isso, os receptores FM são muito silenciosos no que diz respeito aos ruídos externos.

APOIO AOS ESTUDOS

RESUMO

Seção 24.1 Operação Classe C

A operação classe C significa que a corrente de coletor flui por um período menor do que um semiciclo. Os pulsos da corrente de coletor são filtrados por um circuito ressonante para se obter uma saída senoidal.

Seção 24.2 Relações de Potência para a Classe C

Os amplificadores classe C são geralmente alimentados com grandes sinais para utilizar toda a reta de carga *ca*. Isto resulta em uma potência máxima de carga e em eficiência de estágio. A classe C tem uma eficiência máxima de 100%, que pode ser aproximada de um ângulo de condução muito pequeno.

Seção 24.3 Multiplicadores de Freqüência

Além de ser utilizado em amplificadores de potência eficientes, um amplificador classe C sintonizado pode ser utilizado com um multiplicador de freqüência. A idéia é sintonizar o circuito ressonante com um harmônico da freqüência de entrada.

Seção 24.4 Harmônicos

Qualquer forma de onda periódica não-senoidal é equivalente a uma componente *cc*, mais uma fundamental e harmônicos. A freqüência fundamental é igual ao inverso do período. As freqüências dos harmônicos são múltiplos da freqüência fundamental.

Seção 24.5 Misturadores de Freqüências

Quando duas ondas senoidais alimentam um circuito não-linear, obtemos os harmônicos de cada onda senoidal, mais as freqüências novas chamadas de freqüências-soma e diferença. Num misturador (*mixer*) de freqüência, é utilizado um filtro para se obter como saída a freqüência-diferença.

Seção 24.6 Ruído

Ruído é qualquer tipo de sinal indesejado que não é derivado do sinal de entrada ou de seus harmônicos. Os exemplos de ruído são ruídos devido a campos, ondulação (*ripple*) de fontes de alimentação, ruídos microfônicos e térmicos.

Seção 24.7 Modulação de Amplitude

Quando um sinal de baixa freqüência controla a amplitude de um sinal de alta freqüência, temos a modulação de amplitude. O sinal de baixa freqüência é chamado de sinal de modulação e o sinal de alta freqüência é chamado de portadora.

Seção 24.8 Modulação Percentual

Um sinal de modulação senoidal gera uma variação senoidal na portadora chamada de envoltória. Os valores máximo

e mínimo da envoltória indicam o percentual de modulação.

Seção 24.9 Espectro AM

O espectro de um sinal AM consiste de uma portadora e de duas freqüências laterais. A componente diferença é chamada de freqüência lateral inferior e a componente soma é chamada de freqüência lateral superior.

Seção 24.10 Demodulador AM

Demodulação significa a separação do sinal de modulação da portadora. Uma forma de recuperar o sinal de modulação de uma forma de onda AM é utilizar um detector de pico.

Seção 24.11 O Receptor Super-Heteródino

Em um receptor super-heteródino, o sinal que provém da antena é amplificado pelo estágio de RF. Em seguida, ele entra no circuto misturador no qual é misturado ao sinal LO para se obter a freqüência FI. Esse sinal FI é amplificado e demodulado. O sinal de áudio resultante é amplificado e alimenta o alto-falante.

Seção 24.12 Modulação de Freqüência

Quando o sinal de modulação controla a freqüência da portadora, temos a modulação de freqüência. Esse tipo de modulação é utilizado em rádio FM e também pela parte de áudio do sinal de televisão.

EQUAÇÕES IMPORTANTES

Equação 24.1 Freqüência de Ressonância

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Essa é a equação básica para um circuito sintonizado. Ela permite que se calcule a freqüência de ressonância do circuito-tanque em um amplificador classe C.

Equação 24.5 Largura de Banda

$$B = \frac{f_r}{Q}$$

O Q nessa equação é o Q total do circuito. Com essa equação você pode calcular a largura de banda do amplificador.

Equação 24.16 Eficiência de Estágio

$$\eta = \frac{P_{L(\text{máx})}}{P_F} \times 100\%$$

Essa equação informa que a eficiência é igual à máxima potência de carga dividida pela potência *cc* fornecida ao circuito. Em um amplificador classe C, a eficiência pode se aproximar de 100%.

Equação 24.17 Freqüência Fundamental

$$f_1 = \frac{1}{T}$$

Dado o período de uma forma de onda senoidal, você pode calcular a freqüência fundamental com essa fórmula. Ela informa que a freqüência fundamental é igual ao inverso do período.

Equação 24.18 Freqüência Harmônica

$$f_n = nf_1$$

Os harmônicos são múltiplos da freqüência fundamental. Essa equação informa que a n-ésima freqüência de um harmônico é igual a n vezes a freqüência fundamental.

Equação 24.25 Freqüência-Diferença

$$\text{Diferença} = f_x - f_y$$

Quando um misturador (*mixer*) de freqüência tem duas freqüência de entrada, f_x e f_y, a saída do misturador é sintonizada na freqüência-diferença dada por essa equação.

ATIVIDADES PARA O ESTUDANTE

QUESTÕES

1. Em um amplificador classe C, a corrente flui por
   a) Apenas uma pequena parte do ciclo
   b) Metade do ciclo
   c) Três quartos do ciclo
   d) Todo o ciclo

2. A largura de banda de um amplificador classe C é igual à
   a) Freqüência de ressonância
   b) Freqüência-diferença
   c) Freqüência-soma
   d) Freqüência de ressonância dividida por Q

3. A tensão de polarização para um amplificador classe C é produzida
   a) Por uma bateria
   b) Pela fonte de alimentação
   c) Por um grampeamento *cc*
   d) Por um resistor de emissor

4. A máxima eficiência de um amplificador classe C é de
   a) 25% *c*) 78,5%
   b) 50% *d*) 100%

5. Uma freqüência múltipla é sintonizada com
   a) A freqüência de ondulação
   b) A freqüência fundamental
   c) Uma freqüência harmônica
   d) Uma freqüência sub-harmônica

6. A freqüência fundamental é igual
   a) Ao período
   b) Ao inverso do período
   c) À freqüência do segundo harmônico
   d) À freqüência do terceiro harmônico

7. A componente *cc* é o mesmo que
   a) O valor médio
   b) A fundamental
   c) O segundo harmônico
   d) O terceiro harmônico

8. Quando o sinal do amplificador é grande, a distorção é chamada de
   a) Não-linear
   b) Harmônica
   c) Amplitude
   d) Todas as alternativas acima

9. A saída de um misturador é filtrada para se obterem
   a) O pequeno sinal de entrada
   b) O grande sinal de entrada
   c) Os harmônicos dos dois sinais
   d) A freqüência-diferença

10. Em um receptor AM, o grande sinal de entrada provém
   a) Da antena
   b) Do oscilador local
   c) Do estágio de RF
   d) Do último estágio de FI

11. O tipo de ruído produzido dentro de um resistor é chamado de
   a) Ruído de campo
   b) Ondulação da fonte de alimentação
   c) Microfônico
   d) Ruído térmico

12. Modulação se refere a um sinal de baixa freqüência controlando a
   a) Amplitude da portadora
   b) Freqüência da portadora
   c) Fase da portadora
   d) Pode ser qualquer uma das alternativas acima

13. A alta freqüência do sinal de entrada de um circuito modulador é chamada de
   a) Sinal de modulação
   b) Portadora
   c) Sinal LO
   d) Sinal de antena

14. Um detector de pico pode ser utilizado como
   a) Um misturador de freqüência
   b) Um modulador AM
   c) Um demodulador AM
   d) Um demodulador FM

15. Quando o sinal de modulação controla a freqüência da portadora, temos
   a) AM
   b) FM
   c) PM
   d) Pode ser qualquer uma das alternativas acima

16. O desvio de freqüência se refere a
   a) AM
   b) FM
   c) PM
   d) Pode ser qualquer uma das alternativas acima

17. A maior vantagem da FM sobre a AM é
   a) O menor ruído na recepção
   b) Uma freqüência de portadora maior
   c) Uma largura de banda menor
   d) Um desvio de freqüência menor

PROBLEMAS BÁSICOS

Seção 24.1 Operação Classe C

24.1 O indutor de RF do circuito da Figura 24.29 funciona como um circuito aberto para *ca* na freqüência de ressonância do circuito-tanque. Se o *Q* da bobina for 60, qual a freqüência de ressonância e a largura de banda?

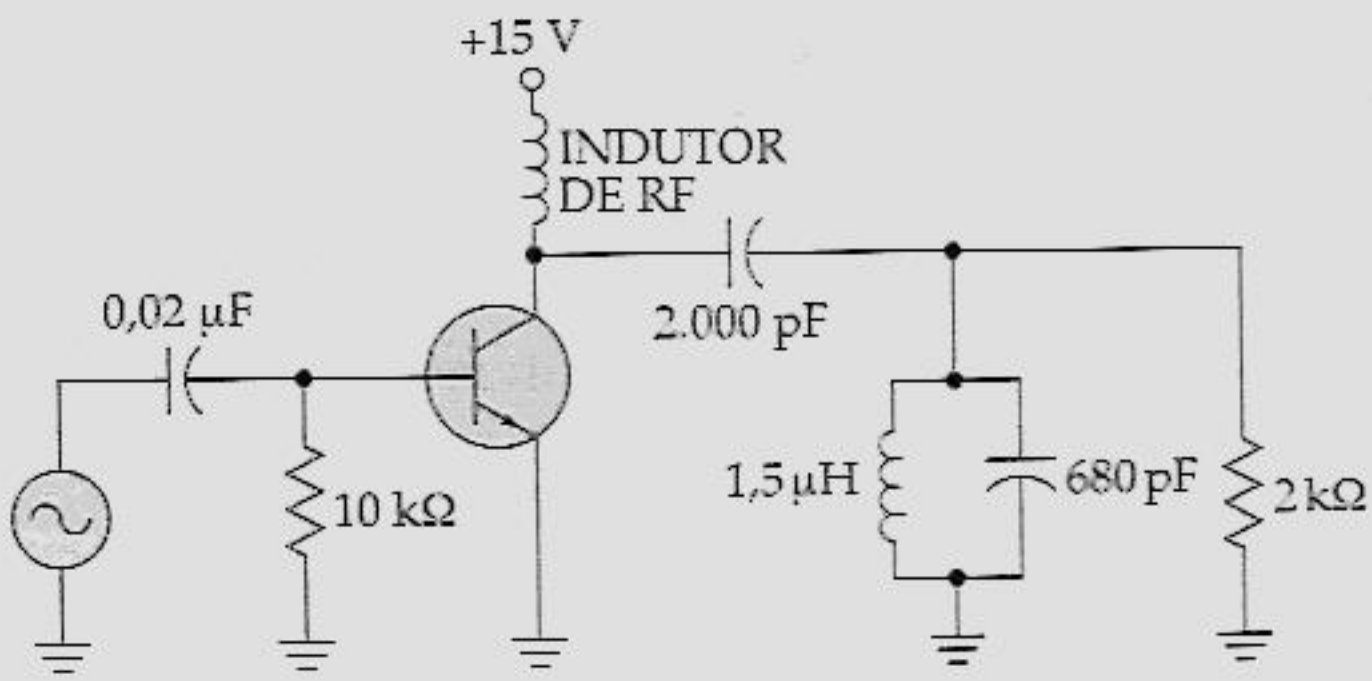


Figura 24.29

24.2 Qual a constante de tempo do grampeador negativo da Figura 24.29? Qual o período do sinal de entrada se o circuito-tanque for sintonizado na freqüência de entrada?

24.3 Se o sinal de entrada da Figura 24.29 tiver um valor de pico a pico de 10 V, qual a tensão *cc* sobre o diodo-emissor?

24.4 O transistor da Figura 24.29 conduz durante 30° do ciclo *ca*. Qual o valor do ciclo de trabalho?

Seção 24.2 Relações de Potência para a Classe C

24.5 Se o *Q* da bobina do circuito da Figura 24.29 for 75, quais são as potências máximas na carga e na bobina?

24.6 Na Figura 24.29, se a dissipação de potência do transistor for de 5 mW, qual a corrente absorvida e qual a eficiência do estágio?

Seção 24.3 Multiplicadores de Freqüência

24.7 Se o circuito-tanque da Figura 24.29 estiver sintonizado no terceiro harmônico do sinal de entrada, qual a freqüência de entrada?

24.8 Na Figura 24.29, qual a reatância capacitiva do capacitor de 2.000 pF na freqüência de ressonância do circuito-tanque?

Seção 24.4 Harmônicos

24.9 Uma onda dente de serra tem um período de 10 μs. Quais as freqüências dos três primeiros harmônicos?

24.10 Se uma onda dente de serra possuir uma tensão de pico de 15 V, quais são os valores de pico dos primeiros três harmônicos?

24.11 Um sinal de meia-onda possui um valor de pico de 20 V e um período de 5 μs. Quais são os valores de pico e as freqüências dos três primeiros harmônicos?

Seção 24.5 Misturadores de Freqüência

24.12 Duas ondas senoidais alimentam um misturador de freqüência. Se as freqüências de entrada forem 56 kHz e 84 kHz, quais as freqüências contidas na saída do misturador antes da filtragem?

24.13 Quando sintonizado no canal 3, o misturador de um receptor de TV tem um pequeno sinal de entrada com uma freqüência de 63 MHz e um sinal LO com freqüência de 107 MHz. Qual a freqüência-diferença na saída do misturador?

Seção 24.6 Ruído

24.14 Qual a tensão do ruído térmico à temperatura ambiente para uma largura de banda de 1 MHz e uma resistência de 1 MΩ?

24.15 Qual a tensão do ruído térmico à temperatura ambiente para uma resistência de 10 kΩ e uma largura de banda de 100 kHz?

Seção 24.7 Modulação de Amplitude

24.16 No estágio de RF modulado da Figura 24.22, R_E é alterado para 20 kΩ e V_y é alterado para 4 V. Calcule A_0, $A_{mín}$ e $A_{máx}$.

Seção 24.8 Modulação Percentual

24.17 Se $A_{mín} = 40$ e $A_{máx} = 60$, quanto vale a modulação percentual?

24.18 Um sinal AM possui $V_{máx} = 1{,}8$ V e $V_{mín} = 1{,}2$ V. Quanto vale a modulação percentual?

Seção 24.9 Espectro AM

24.19 Se a freqüência de modulação for de 1 kHz e a da portadora for de 1 MHz, quais as freqüências que o espectro AM conterá?

24.20 Se a freqüência de modulação for de 15 kHz e a da portadora for de 550 kHz, quais são as freqüências laterais?

Seção 24.10 Demodulador AM

24.21 Um detector de pico possui uma constante de tempo *RC* de 1 ms e uma modulação percentual de 50%. Qual a maior freqüência que pode ser detectada sem atenuação?

24.22 A $f_{y(máx)}$ de um detector de pico é de 20 kHz. Se a modulação percentual for de 100%, qual a constante de tempo *RC*?

Seção 24.11 O Receptor Super-Heteródino

24.23 A banda de transmissão AM é de aproximadamente 550 kHz a 1.600 kHz. Se a freqüência FI for de 455 kHz, qual a mínima freqüência LO? E a máxima?

24.24 A freqüência FI é de 455 kHz. Se a freqüência LO for de 875 kHz, qual a freqüência do sinal que chega através da antena?

Seção 24.12 Modulação de Freqüência

24.25 Se a freqüência quiescente for de 63 MHz e a freqüência instantânea for de 63,075 MHz, qual o desvio de freqüência?

24.26 Se o desvio de freqüência máximo for de 50 kHz e a freqüência de modulação for de 20 kHz, qual a largura de banda aproximada do sinal FM?

Apêndice – Folhas de Dados

MOTOROLA Semiconductors
BOX 20912 - PHOENIX ARIZONA 85036

1N4001 thru 1N4007

Designers▲Data Sheet

LEAD MOUNTED
SILICON RECTIFIERS

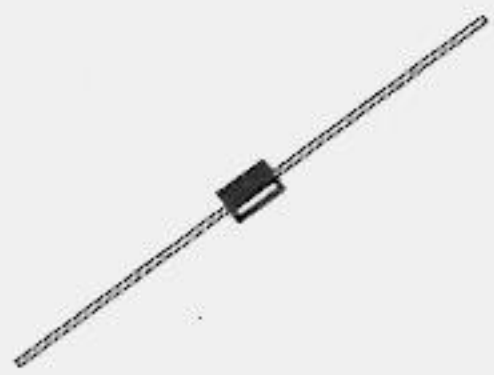
50-1000 VOLTS
DIFFUSED JUNCTION

"SURMETIC"▲ RECTIFIERS

. . . subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

Designers Data for "Worst Case" Conditions

The Designers▲ Data Sheets permit the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves —representing boundaries on device characteristics —are given to facilate "worst case" design.



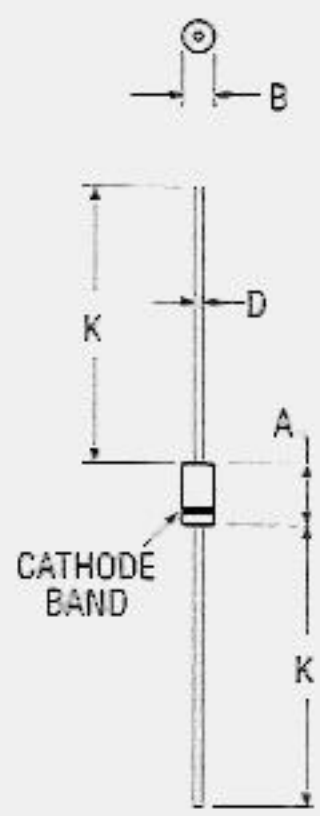
*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, T_A = 75°C)	I_O	1.0							Amp
Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +175							°C

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristics and Conditions	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop (i_F = 1.0 Amp, T_J = 25°C) Figure 1	v_F	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75°C, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	–	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) T_J = 25°C T_J = 100°C	I_R	0.05 1.0	10 50	μA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current (I_O = 1.0 Amp, T_L = 75°C, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	–	30	μA

* Indicates JEDEC Registered Data.



	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.97	6.60	0.235	0.260
B	2.79	3.05	0.110	0.120
D	0.76	0.86	0.030	0.034
K	27.94	–	1.100	–

CASE 59-04
Does Not Conform to DO-41 Outline

MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Void free, Transfer Molded
MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 350°C, 3/8" from case for 10 seconds at 5 lbs. tension

FINISH: All external surfaces are corrosion-resistant, leads are readily solderable
POLARITY: Cathode indicated by color band
WEIGHT: 0.40 Grams (approximately)

▲Trademark of Motorola Inc.

© MOTOROLA INC., 1975

DS 6015 R3

MOTOROLA Semiconductors
BOX 20912 - PHOENIX ARIZONA 85036

1N746 thru 1N759
1N957 thru 1N984
1N4370 thru 1N4372

Designers▲Data Sheet

500-MILLIWATT HERMETICALLY SEALED
GLASS SILICON ZENER DIODES

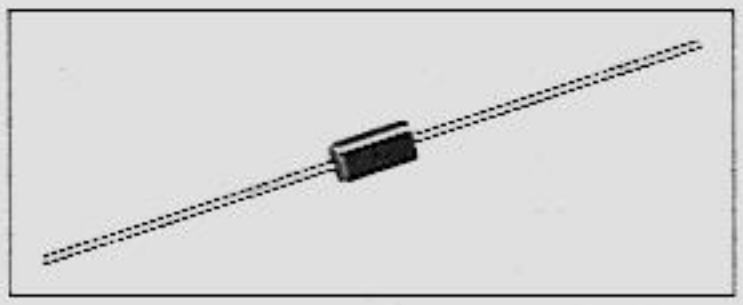
- Complete Voltage Range 2.4 to 91 Volts
- DO-35 Package Smaller than Conventional DO-7 Package
- Double Slug Type Construction
- Metallurgically Bonded Construction
- Nitride Passivated Die

Designers Data for "Worst Case" Conditions

The Designers▲ Data Sheets permit the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves representing boundaries on device characteristics are given to facilitate "worst case" design.

GLASS ZENER DIODES

500 MILLIWATTS
2.4-91 VOLTS



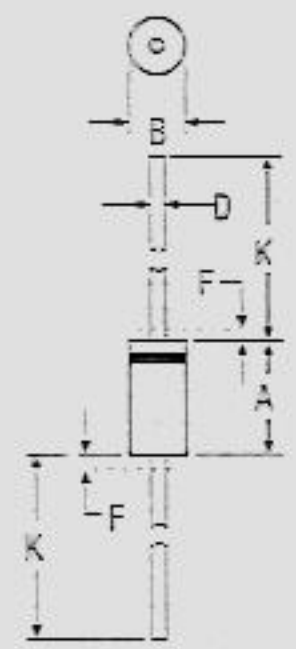
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Power Dissipation @ $T_L \le 50°C$, Lead Lenght = 3/8"	P_D		
*JEDEC Registration		400	mW
*Derate above $T_L = 50°C$		3.2	mW/°C
Motorola Device Ratings		500	mW
Derate above $T_L = 50°C$		3.33	mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	TJ, Tstg		°C
*JEDEC Registration		−65 to +175	
Motorola Device Ratings		−65 to +200	

* Indicates JEDEC Registered Data.

MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Double slug type, hermetically sealed glass
MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 230°C, 1/16" from case for 10 seconds.
FINISH: All external surfaces are corrosion resistant with readily solderable leads.
POLARITY: Cathode indicated by color band. When operated in zener mode, cathode will be positive with respect to anode.
MOUNTING POSITION: Any

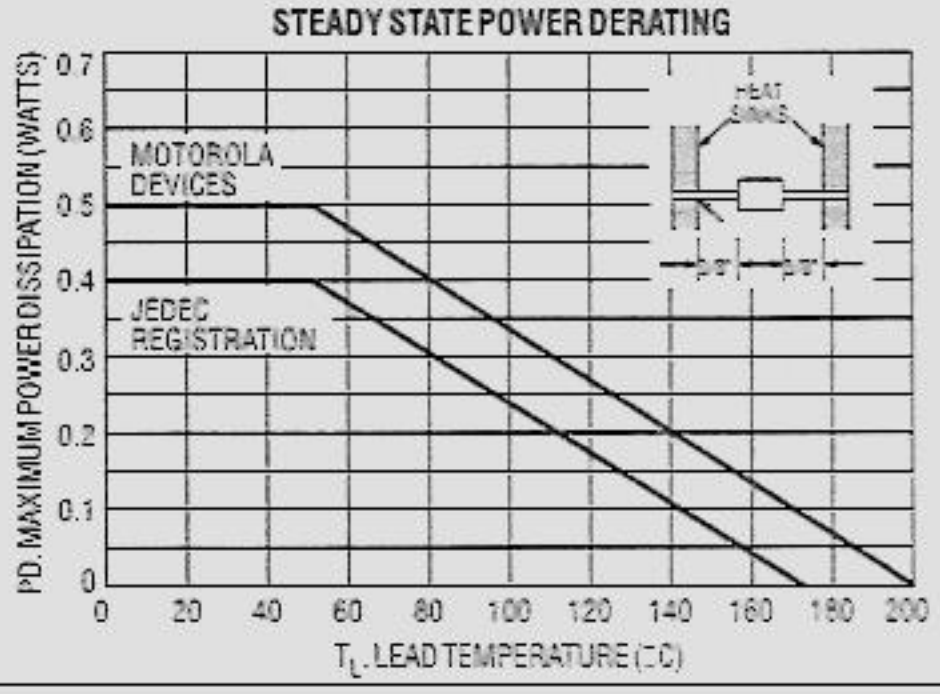


DIM	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX
A	3.05	5.08	0.120	0.200
B	1.52	2.29	0.060	0.090
D	0.46	0.56	0.018	0.022
F	–	1.27	–	0.050
K	12.70	–	0.500	–

All JEDEC dimensions and notes apply.

CASE 299-01
DO-35

NOTE
1. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
2. LEAD DIAMETER IS NOT CONTROLLED WITHIN DIMENSION "F".



▲Trademark of Motorola Inc.

© MOTOROLA INC., 1977

ELETRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, V_F = 1.5 V max at 200 mA for all types)

Type Number (Note 1)	Nominal Zener Voltage V_Z @ I_{ZT} (Note 2) Volts	Test Current I_{ZT} mA	Maximum Zener Impedance Z_{ZT} @ I_{ZT} (Note 3) Ohms	*Maximum DC Zener Curent I_{ZM} (Note 4) mA		Maximum Reverse Leakage Current TA = 25°C I_R @ V_R = 1V µA	Maximum Reverse Leakage Current TA = 150°C I_R @ V_R = 1V µA
1N4370	2.4	20	30	150	190	100	200
1N4371	2.7	20	30	135	165	75	150
1N4372	3.0	20	29	120	150	50	100
1N746	3.3	20	28	110	135	10	30
1N747	3.6	20	24	100	125	10	30
1N748	3.9	20	23	95	115	10	30
1N749	4.3	20	22	85	105	2	30
1N750	4.7	20	19	75	95	2	30
1N751	5.1	20	17	70	85	1	20
1N752	5.6	20	11	65	80	1	20
1N753	6.2	20	7	60	70	0.1	20
1N754	6.8	20	5	55	65	0.1	20
1N755	7.5	20	6	50	60	0.1	20
1N756	8.2	20	8	45	55	0.1	20
1N757	9.1	20	10	40	50	0.1	20
1N758	10	20	17	35	45	0.1	20
1N759	12	20	30	30	35	0.1	20

Type Number (Note 1)	Nominal Zener Voltage V_Z (Note 2) Volts	Test Current I_{ZT} mA	Maximum Zener Impedance (Note 3) Z_{ZT} @ I_{ZT} Ohms	Z_{ZT} @ I_{ZT} Ohms	I_{ZK} mA	*Maximum DC Zener Curent I_{ZM} (Note 4) mA		Maximum Reverse Current I_R Maximum µA	Test Voltage V_{dc} 5% V_R	10%
1N957	6.8	18.5	4.5	700	1.0	47	61	150	5.2	4.9
1N958	7.5	16.5	5.5	700	0.5	42	55	75	5.7	5.4
1N959	8.2	15	6.5	700	0.5	38	50	50	6.2	5.9
1N960	9.1	14	7.5	700	0.5	35	45	25	6.9	6.6
1N961	10	12.5	8.5	700	0.25	32	41	10	7.6	7.2
1N962	11	11.5	9.5	700	0.25	28	37	5	8.4	8.0
1N963	12	10.5	11.5	700	0.25	26	34	5	9.1	8.6
1N964	13	9.5	13	700	0.25	24	32	5	9.9	9.4
1N965	15	8.5	16	700	0.25	21	27	5	11.4	10.8
1N966	16	7.8	17	700	0.25	19	37	5	12.2	11.5
1N967	18	7.0	21	750	0.25	17	23	5	13.7	13.0
1N968	20	6.2	25	750	0.25	15	20	5	15.2	14.4
1N969	22	5.6	29	750	0.25	14	18	5	16.7	15.8
1N970	24	5.2	33	750	0.25	13	17	5	18.2	17.3
1N971	27	4.6	41	750	0.25	11	15	5	20.6	19.4
1N972	30	4.2	49	1000	0.25	10	13	5	22.8	21.6
1N973	33	3.8	58	1000	0.25	9.2	12	5	25.1	23.8
1N974	36	3.4	70	1000	0.25	8.5	11	5	27.4	25.9
1N975	39	3.2	80	1000	0.25	7.8	10	5	29.7	28.1
1N976	43	3.0	93	1500	0.25	7.0	9.6	5	32.7	31.0
1N977	47	2.7	105	1500	0.25	6.4	8.8	5	35.8	33.8
1N978	51	2.5	125	1500	0.25	5.9	8.1	5	38.8	36.7
1N979	56	2.2	150	2000	0.25	5.4	7.4	5	42.6	40.3
1N980	62	2.0	185	2000	0.25	4.9	6.7	5	47.1	44.6
1N981	68	1.8	230	2000	0.25	4.5	6.1	5	51.7	49.0
1N982	75	1.7	270	2000	0.25	1.0	5.5	5	56.0	54.0
1N983	82	1.5	330	3000	0.25	3.7	5.0	5	62.2	59.0
1N984	91	1.4	400	3000	0.25	3.3	4.5	5	69.2	65.5

* Left column based upon JEDEC Registration, right column based upon Motorola rating.

NOTE 1. TOLERANCE AND VOLTAGE DESIGNATION

Tolerance Designation

The type numbers show have tolerance designations as follows:

1N4370 series: ±10%, suffix A for ±5% units.
1N746 series: ±10%, suffix A for ±5% units.
1N957 series: ±20%, suffix A for ±10% units.
suffix B for ±5% units.

NOTE 2: ZENER VOLTAGE (V_Z) MEASUREMENT

Nominal zener voltage is measured with the device junction in thermal equilibrium at the lead temperature of 30°C ±1°C and 3/8" lead lenght.

NOTE 3: ZENER IMPEDANCE (Z_Z) DEVIRATION

Z_{ZT} and Z_{ZK} are measures 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 = 60 Hz.

NOTE 4: MAXIMUM ZENER CURRENT RATINGS (I_{ZM})

Maximum zener current ratings are based on the maximum voltage of a 10% 1N746 type unit or a 20% 1N957 type unit. For closer tolerance units (10% or 5%) or units where the actual zener voltage (V_Z) is known at the operating point, the maximum zener current may be increased and is limited by the derating curve.

MOTOROLA Semiconductors
BOX 20912 - PHOENIX ARIZONA 85036

2N3903
2N3904

NPN SILICON ANNULAR♦ TRANSISTORS

. . . designed for general purpose switching and amplifier applications and for complementary circuitry with types 2N3905 and 2N3906.

- High Voltage Ratings — BV_{CEO} = 40 Volts (Min)
- Current Gain Specified from 100 μA to 100 mA
- Complete Switching and Amplifier Specifications
- Low Capacitance — C_{ob} = 4.0 pF (Max)

NPN SILICON SWITCHING & AMPLIFIER TRANSISTORS

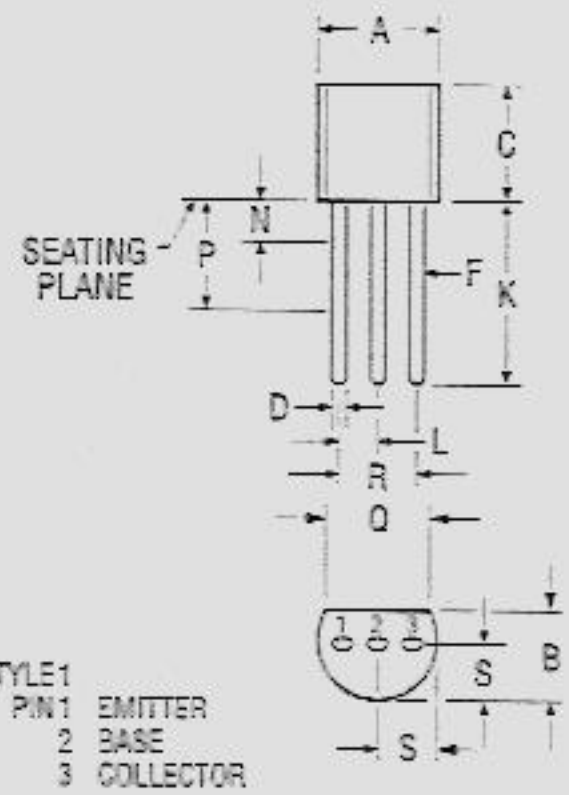
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
* Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	Vdc
* Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
* Emitter-Base Voltage	V_{EB}	6.0	Vdc
* Collector Current	I_C	200	mAdc
Total Power Dissipation @ T_A = 60°C	P_D	250	mW
** Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
** Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	1.0 8.0	Watts mW/°C
** Junction Operating Temperature	T_J	150	°C
** Storage Temperature Range	T_{stg}	−55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	357	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	125	°C/W

* Indicates JEDEC Registered Data
** Motorola guarantees this data in addition to the JEDEC Registered Data.
♦ Annular Semiconductors Patented by Motorola Inc.



	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.450	5.200	0.175	0.205
B	3.180	4.190	0.125	0.165
C	4.320	5.330	0.170	0.210
D	0.407	0.533	0.016	0.021
F	0.407	0.482	0.016	0.019
K	12.700	–	0.500	–
L	1.150	1.390	0.045	0.055
N	–	1.270	–	0.050
P	6.350	–	0.250	–
Q	3.430	–	0.135	–
R	2.410	2.670	0.095	0.105
S	2.030	2.670	0.080	0.105

CASE 29-02
TO-92

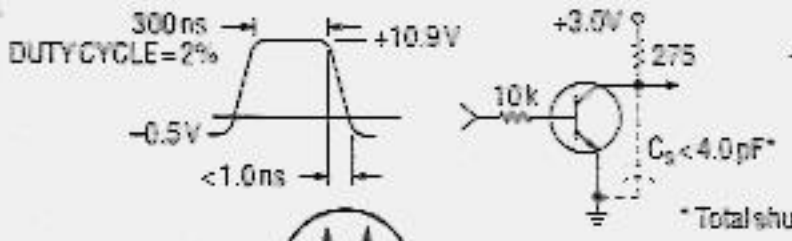
© MOTOROLA INC., 1973 DS 5127 R2

*** ELETRICAL CHARACTERISTICS** (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Fig. No.	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS						
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 10 μAdc, I_E = 0)			BV_{CBO}	60	–	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) (I_C = 1.0 mAdc, I_B = 0)			BV_{CEO}	40	–	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 10 μAdc, I_C = 0)			BV_{EBO}	6.0	–	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)			I_{CEX}	–	50	nAdc
Base Cutoff Current (V_{CE} = 30 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)			I_{BL}	–	50	nAdc
ON CHARACTERISTICS						
DC Current Gain (1) (I_C = 0.1 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904	15	h_{FE}	20 40	– –	–
(I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			35 70	– –	
(I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			50 100	150 300	
(I_C = 50 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			30 60	– –	
(I_C = 100 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc)	2N3903 2N3904			15 30	– –	
Collector-Emitter Saturation Voltage (1) (I_C = 10 mAdc, I_B = 1.0 mAdc) (I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc)		16, 17	$V_{CE(sat)}$	– –	0.2 0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage (1) (I_C = 10 mAdc, I_B = 1.0 mAdc) (I_C = 50 mAdc, I_B = 5.0 mAdc)		17	$V_{BE(sat)}$	0.65 –	0.85 0.95	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS						
Curent-Gain—Bandwidth Product (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	2N3903 2N3904		f_T	250 300	– –	MHz
Output Capacitance (V_{CB} = 5.0 Vdc, I_E = 0, f = 100 kHz)		3	C_{obo}	–	4.0	pF
Input Capacitance (V_{BE} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 100 kHz)		3	C_{ibo}	–	8.0	pF
Input Impedance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	13	h_{ie}	0.5 1.0	8.0 10	k ohms
Voltage Feedback Ratio (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	14	h_{re}	0.1 0.5	5.0 8.0	X 10-4
Small-Signal Current Gain (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	11	h_{fe}	50 100	200 400	–
Output Admittance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)		12	h_{oe}	1.0	40	μohms
Noise Figure (I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 5.0 Vdc, R_S = 1.0 k ohms, f = 10 Hz to 15.7 kHz)	2N3903 2N3904	9, 10	NF	– –	6.0 5.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS						
Delay Time	(VCC = 3.0 Vdc, VBE(off) = 0.5 Vdc, I_C = 10 mAdc, I_{B1} = 1.0 mAdc)	1, 5	t_d	–	35	ns
Rise Time		1, 5, 6	t_r	–	35	ns
Storage Time	(VCC = 3.0 Vdc, IC = 10 mAdc, I_{B1} = I_{B2} = 1.0 mAdc) 2N3903 2N3904	2, 7	t_s	– –	175 200	ns
Fall Time		2, 8	t_f	–	50	ns

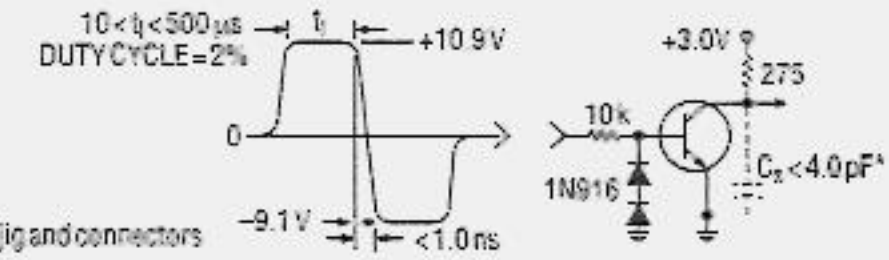
(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%.
*Indicates JEDEC Registered Data

FIGURE 1 — DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



* Total shunt capacitance of test jig and connectors

FIGURE 2 — STORAGE AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



GLOSSÁRIO

aberto – Refere-se a um componente ou a um fio de conexão que não está conectado ao circuito, o que equivale a uma alta resistência que se aproxima do infinito.

aceitador – Um átomo trivalente, aquele que possui três elétrons de valência. Cada átomo trivalente produz uma lacuna no cristal de silício.

acionador de LED – Um circuito que pode produzir corrente suficiente através de um LED para fazê-lo emitir luz.

acoplamento direto – Acoplamento que usa uma conexão direta entre estágios por meio de um fio em vez de um capacitor de acoplamento. Para que isso seja bem-sucedido, o projetista tem de certificar-se de que as tensões *cc* dos dois pontos a ser conectados sejam aproximadamente iguais antes da conexão ser feita.

amp op – Um amplificador *cc* de alto ganho que proporciona ganho de tensão utilizável para freqüências de 0 a valores além de 1 MHz.

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, a corrente ou a potência de um sinal.

amplificador coletor comum – É um amplificador no qual o coletor está no terra para *ca*. O sinal entra na base e sai no emissor.

amplificador de áudio – Qualquer amplificador projetado para a faixa de freqüências de áudio, 20 Hz a 20 kHz.

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

de instrumentos de medição, como um osciloscópio.

amplificador de tensão – Um amplificador que tem no seu circuito valores selecionados para produzir um ganho de tensão máximo.

amplificador diferencial – Um circuito de dois transistores cuja saída *ca* é uma versão amplificada do sinal entre as duas bases.

amplificador inversor de tensão – Como o nome sugere, a tensão de saída amplificada é invertida em relação à tensão de entrada.

amplificador linearizado – 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 (*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.

amplitude – O tamanho de um sinal, geralmente em valores de pico.

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.

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 pelas componentes reais. Por outro lado, as aproximações nos dão respostas rápidas, geralmente adequadas à tarefa que executamos.

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.

autopolarização – A polarização que você obtém com um JFET devido à tensão produzida através do resistor 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.

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 de elétrons livres e lacunas.

capacitância parasita da fiação – A capacitância indesejada entre os fios de conexão e o terra.

capacitor de acoplamento – Um capacitor usado para transmitir um sinal *ca* de um nó para outro do circuito.

capacitor de compensação – Um capacitor interno a 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 metade da faixa. 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 as oscilações são impossíveis.

capacitor de derivação – Um capacitor usado para aterrar um nó de um circuito.

carga ativa – Refere-se ao uso de um transistor bipolar ou um transistor MOS como um resistor. Isso é feito para economizar espaço ou obter resistências que são difíceis de conseguir com resistores passivos.

carga flutuante – Uma carga que não tem tensão zero em nenhuma de suas extremidades. Você pode identificá-la no diagrama esquemático pelo fato de que nenhuma de suas extremidades está aterrada.

chave em série – Um tipo de chave analógica JFET onde este está em série com o resistor de carga.

chave paralela – Um tipo de chave analógica JFET onde este está em paralelo com o resistor de carga.

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 monolítico – Um circuito integrado completo em um único chip.

ciclo de trabalho – A largura de um pulso dividida pelo período entre eles. Geralmente, você multiplica por 100% para obter a resposta em percentagem.

circuito de acoplamento – Um circuito que acopla um sinal de um gerador para uma carga. O capacitor está em série com a resistência Thévenin do gerador e com a resistência da carga.

circuito de adiantamento – Um outro nome para circuito de acoplamento. A palavra *adiantamento* se refere ao ângulo de fase 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 adiantamento-atraso – Um circuito que combina os circuitos de acoplamento e de derivação. O ângulo de fase da tensão de saída pode ser positivo ou negativo em relação à fase da tensão de entrada. O ângulo de fase pode variar de −90° (atrasado) a +90° (adiantado).

circuito de atraso – Um outro nome para circuito de derivação. A palavra *atraso* se refere ao ângulo de fase 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 derivação indesejado – Um circuito que aparece no lado da base ou do coletor de um transistor devido às capacitâncias internas ao transistor e às capacitâncias parasitas da fiação.

circuito discreto – Um circuito cujos componentes, tais como resistores, transistores etc., são soldados ou conectados mecanicamente.

circuito emissor comum – Um circuito com transistor onde o emissor está no ponto comum ou aterrado.

circuito equivalente *ca* – Tudo o que resta de um circuito quando você reduz a fonte *cc* para zero e curto-circuita 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 onde o amp op nunca satura sob condições normais de operação. Isso significa que a saída amplificada tem a mesma forma da entrada.

coeficiente de temperatura – A taxa de variação de uma grandeza em relação à temperatura.

coletor – A parte maior de um transistor. Essa parte é chamada coletor porque ela 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 saída é uma tensão ou baixa ou alta. O valor predeterminado de tensão é chamado *ponto de comutação*.

conexão *push-pull* – Usa dois transistores em uma conexão que faz com que um deles conduza durante um semiciclo enquanto o outro está em corte. Dessa forma , um dos transistores amplifica o primeiro semiciclo, e o outro amplifica o segundo semiciclo.

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 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 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.

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 configuração *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 – A corrente mínima necessária para ligar um tiristor.

corrente de fuga – Termo muitas vezes usado para denominar a corrente reversa total de um diodo. Ele 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 manutenção – A corrente mínima através de 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 saída em curto-circuito – A máxima corrente de saída que um amp op pode produzir para um resistor de carga zero.

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 do carregamento do capacitor de filtro que inicialmente esteja descarregado.

corte *ca* – A extremidade inferior da reta de carga *ca*. Neste ponto o transistor entra em corte e ceifa o sinal *ca*.

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 cristal.

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 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 com R_D/R_{DS}.

década – Um fator de 10. Normalmente é usado como uma razão de 10 na freqüência, pois uma década de freqüência significa uma variação de 10:1 na freqüência.

deriva térmica – Enquanto um transistor aquece, a temperatura de sua junção aumenta. Com isso, a corrente do coletor aumenta, o que força a temperatura da junção a aumentar ainda mais, produzindo mais corrente no coletor etc., até que o transistor seja destruído.

deslocamento de fase – A diferença no ângulo de fase entre as fases 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°.

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, que é o motivo pelo qual o circuito é chamado de detector de pico.

diodo – Um cristal *pn*. Um dispositivo que conduz bastante quando diretamente polarizado e muito pouco quando reversamente polarizado.

diodo-coletor – O diodo formado pela base e o coletor de um transistor.

diodo-emissor – O diodo formado pelo emissor e a base de um transistor.

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 retificador – Um diodo otimizado para ser capaz de converter *ca* em *cc*.

diodo Shottky – Um diodo de aplicação especial sem camada de depleção, com tempo de recuperação reversa extremamente pequeno e capaz de retificar sinais de alta freqüência.

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.

disparo – Um pulso estreito de tensão e corrente que é usado para ligar um tiristor ou outro dispositivo de chaveamento.

dispositivo controlado por tensão – Um dispositivo com um JFET ou um MOSFET cuja saída é controlada por uma tensão de entrada.

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. Razão pela qual o calor é produzido num dispositivo.

dissipador de calor – Uma estrutura de metal fixada no encapsulamento de um transistor para permitir que o calor interno escape mais facilmente.

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 a tensão *ca* através das resistências de coletor e de

emissor é igual em magnitude e de fase oposta.

divisor de tensão firme – Um divisor de tensão cuja tensão de saída com carga está dentro de 1% da 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.

drenagem de corrente – Se você imaginar a água desaparecendo pelo ralo da pia da cozinha, terá uma idéia do que os engenheiros e técnicos querem dizer com drenagem de corrente. Esse é o ponto que permite que a corrente flua para o terra ou no sentido contrário.

efeito da avalanche – Um fenômeno que ocorre para grandes tensões reversas por meio de uma junção *pn*. Os elétrons livres são acelerados a velocidades altas tais, para que eles possam desalojar elétrons de valência. Quando isso acontece, os elétrons de valência tornam-se elétrons livres que desalojam outros elétrons de valência.

efeito Zener – Algumas vezes chamado *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 maior nível de energia.

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 – Energia de aquecimento.

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 um amp op que produz uma saída em fase com a entrada.

espelho de corrente – Um circuito que funciona como uma fonte de corrente cujo valor é um reflexo da corrente através de um resistor e um diodo de polarização.

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.

faixa média – Definimos isso como $10f_1$ a $0{,}1f_2$. Nessa faixa de freqüência, o ganho está em 0,5% do ganho de tensão máximo.

fator de redução de capacidade – Um valor que diz o quanto reduzir a especi-

ficação de potência para cada grau de temperatura acima da referência dada na folha de dados.

fator de segurança – A folga entre a corrente, a tensão etc. no ponto de operação atual e a especificação máxima da folha de dados.

filtro ativo – Há algum tempo, os filtros eram feitos com componentes passivos como indutores e capacitores. Alguns filtros ainda são feitos dessa forma. O problema é que em baixas freqüências, os indutores se tornam muito grandes no projeto de filtros passivos. Os amplificadores operacionais (*amps op*) fornecem uma outra forma de construir filtros e eliminam o problema dos indutores volumosos em baixas freqüências. Qualquer filtro que usa um amp op é chamado filtro ativo.

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 com capacitor de entrada – Nada mais é do que um capacitor através do resistor de carga. Este tipo de filtro passivo é o mais comum.

filtro rejeita-faixa – Um filtro que bloqueia um sinal quando está demais em uma freqüência.

fonte de corrente – Idealmente, esta 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 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 firme – Uma fonte de tensão cuja resistência interna é pelo menos 100 vezes menor que a resistência de carga.

fórmula de definição – Uma fórmula ou equação usada para definir ou dar o significado matemático a uma nova grandeza. Antes da fórmula de definição ser usada pela primeira vez, a grandeza não aparece em nenhuma outra fórmula.

fórmula derivada – Uma fórmula ou uma equação que é o rearranjo matemático de uma ou mais equações existentes.

fórmula experimental – Uma fórmula ou uma equação encontrada por meio da experiência ou da observação. Ela representa uma lei existente na natureza.

fotodiodo – Um diodo reversamente polarizado que é sensível à luz. O aumento da intensidade luminosa aumenta os portadores minoritários que formam a corrente reversa.

freqüência crítica – Conhecida também como *freqüência de corte, freqüência de interrupção, freqüência de curva* 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 ganho unitário – A freqüência na qual o ganho de tensão de um amp op é 1. Ela indica a freqüência mais alta utilizada. Ela é importante porque é igual ao produto ganho – largura de banda.

freqüência de ressonância – 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 amp op podem ser tensões, correntes ou uma combinação dos dois. Quando você usa números complexos para grandezas de entradas e saídas, a razão entre a saída e a entrada torna-se uma função da freqüência. O nome para essa relação é função de transferência.

ganho de corrente *ca* – A razão entre a corrente *ca* do coletor e a corrente *ca* da base num transistor.

ganho de corrente ativo – O ganho de corrente de um transistor na região ativa. Este é o ganho fornecido normalmente pelas folhas de dados e o que a maioria das pessoas quer dizer quando falam em ganho de corrente (Veja *ganho de corrente na saturação*).

ganho de corrente saturado – O ganho de corrente de um transistor na região de saturação. Este valor é menor que o ganho de corrente na região ativa. Para uma saturação fraca, o ganho de corrente é ligeiramente menor que o ganho de corrente na região ativa. Para uma saturação forte, o ganho de corrente é de aproximadamente 10.

ganho de potência – A razão entre a potência de saída e a potência de entrada.

ganho de tensão – É definido como a tensão de saída dividida pela tensão de entrada. Esse valor indica o quanto o sinal é amplificado.

ganho de tensão em decibel – É um determinado ganho de tensão dado por 20 vezes o logaritmo do ganho normal de tensão.

ganho de tensão medido – O ganho de tensão que você calcula a partir dos valores medidos das tensões de entrada e de saída.

ganho de tensão projetado – O ganho de tensão que você calcula a partir dos valores dos componentes do circuito no diagrama esquemático. Para um estágio EC, ele é igual à resistência *ca* do coletor dividida pela resistência do diodo-emissor.

ganho em malha fechada – O produto do ganho de tensão diferencial *A* pela fração de realimentação *B*. O valor desse produto é geralmente muito grande. Se você pegar qualquer ponto do amplificador com uma malha de realimentação, o ganho de tensão, começando a partir desse ponto e percorrendo a malha fechada, é o ganho em malha fechada. O ganho em malha fechada é geralmente

composto de duas partes: o ganho do amplificador (maior que 1) e o ganho do circuito de realimentação (menor que 1). O produto desses dois ganhos é o ganho em malha fechada.

germânio – Um dos primeiros materiais semicondutores a ser usado. Assim como o silício, ele tem quatro elétrons de valência.

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 $2V_p$.

grandeza de malha fechada – O valor de qualquer grandeza como ganho de tensão, impedância de entrada e impedância de saída que é alterado pela realimentação negativa.

histerese – A diferença entre os dois pontos de comutação de um Schmitt trigger. Quando usado em outra situação, histerese se refere à diferença entre os dois pontos de comutação na característica de transferência.

impedância de saída – Um outro termo usado para a impedância Thévenin de um amplificador. Isso quer dizer que o amplificador foi thevenizado, portanto a carga vê apenas uma única resistência em série com o gerador Thévenin. Essa resistência única é a impedância Thévenin ou de saída.

inclinação inicial de uma onda senoidal – A parte inicial de uma onda senoidal é uma linha reta. A inclinação dessa reta é a inclinação inicial da onda senoidal. Essa inclinação depende da freqüência e do valor de pico da onda senoidal.

integrador – Um circuito que desempenha a função matemática da integração. Uma aplicação comum é na geração de rampas a partir de pulsos retangulares. É assim que a base de tempo dos osciloscópios é gerada.

interferência na radiorrecepção – Um ruído de baixa freqüência que provém de um alto-falante. Ele indica que um amplificador está oscilando em uma baixa freqüência. A causa é geralmente uma alta impedância Thévenin da fonte de alimentação.

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 é alta ou baixa.

junção – O limite onde os semicondutores de tipo *p* e *n* se encontram. Coisas extraordinárias acontecem na junção *pn* tais como a camada de depleção, a barreira de potencial etc.

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 de banda para grandes sinais – A maior freqüência que um amp op pode manusear sem distorção no sinal de saída. A largura de banda para grandes sinais é inversamente proporcional ao valor de pico.

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.

limitação de corrente – Redução eletrônica da tensão de alimentação de modo que a corrente não exceda a 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 de corrente por desdobramento (*foldback*) – Uma limitação simples de corrente permite que a corrente na carga chegue a um valor máximo enquanto a tensão na carga é reduzida para zero. A limitação de corrente por desdobramento tem um passo a mais. Ela permite que a corrente alcance um valor máximo. Em seguida, a tensão e a corrente diminuem na resistência de carga. A principal vantagem na limitação por desdobramento é uma menor potência dissipada no transistor de passagem sob condições de carga curto-circuitada.

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 funciona como um curto *ca*. Além disso, é a freqüência na qual a reatância é um décimo da resistência total em série.

linear – Geralmente se refere ao gráfico da corrente *versus* a tensão para um resistor.

LSI – Integração em larga escala. Circuitos integrados com mais de 100 componentes integrados.

malha de terra – Se você usa mais de um ponto do terra em um amplificador de multiestágios, as resistências entre pontos do terra produzem uma pequena e indesejada realimentação de tensão. Isso é uma malha do terra. Ela pode causar oscilações indesejadas em alguns amplificadores.

máxima corrente direta – O máximo valor de corrente que um diodo diretamente polarizado pode suportar antes de ser destruído ou de ser seriamente comprometido.

misturador de sinal (*mixer*) – Um circuito amp op que pode ter um ganho de tensão diferencial para cada um dos vários sinais de entrada.

MOSFET de modo depleção – Um FET com uma porta isolada que utiliza a ação da camada de depleção para controlar a corrente de dreno.

MOSFET de modo intensificação ou enriquecimento – Um FET com uma porta isolada que utiliza a camada de inversão para controlar a sua condutividade.

MSI – Integração em média escala. Circuitos com uma quantidade de 10 a 100 componentes integrados.

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 monostável. O multivibrador astável ou oscilador produz uma saída retangular, semelhante a um oscilador de relaxamento.

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 flutuação de tensão na carga causada pela carga e descarga do capacitor.

operação classe A – Significa que um transistor conduz o ciclo *ca* sem entrar na saturação ou no corte.

operação classe B – Polarização de um transistor de tal modo que ele conduza durante apenas metade do ciclo *ca*.

operação em pequeno sinal – Refere-se a uma tensão de entrada que produz apenas pequenas variações na corrente e na tensão. A 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.

optoacoplador – Uma combinação de um LED e um fotodiodo. Um sinal de entrada é convertido no LED em variações de luz que são detectadas por um fotodiodo. A vantagem é uma resistência de isolamento muito alta entre a entrada e a saída.

oscilações – Para um amplificador é a sua destruição. Quando um amplificador tem uma realimentação positiva, ele pode acabar com as 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 se torne 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 intermitentemente, os 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 Colpitts – Um dos osciladores *LC* mais amplamente usados. Ele consiste de 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 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 ou descarga de um capacitor através de um resistor.

oscilador em ponte de Wien – Um oscilador *RC* que consiste de um amplificador e uma ponte de Wien. Ele é ideal para gerar freqüências de 5 Hz a 1 MHz.

paralisação térmica – Uma característica encontrada em modernos CIs reguladores de três terminais. Quando o regulador excede à temperatura segura de operação, o transistor de passagem é levado ao corte e a tensão de saída torna-se zero. Quando o dispositivo esfria, o transistor de passagem é novamente ligado. Se a causa original da temperatura excessiva ainda permanecer, o dispositivo retorna ao corte. Se a causa for removida, o dispositivo funcionará normalmente. Essa característica torna o regulador quase indestrutível.

parâmetros r'_e – Uma forma de caracterizar um transistor. Este modelo usa grandezas como β e r'_e.

parâmetros *h* – Um método matemático prematuro para a representação do funcionamento de transistores. Ainda usado em folhas de dados.

periódico – Um adjetivo que descreve uma forma de onda que repete a mesma forma básica ciclo após ciclo.

polarização *pnp* ao contrário – Quando você tem uma fonte de alimentação positiva e um transistor *pnp*, é comum desenhar o transistor ao contrário. Isso é especialmente útil quando o circuito usa os transistores *npn* e *pnp*.

polarização de 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 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 reversa – Aplicação de uma tensão externa através de 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 grande o suficiente, ela pode produzir a ruptura por meio da avalanche ou do efeito Zener.

ponto *Q* ótimo – O ponto onde a reta de carga *ca* tem uma variação máxima no sinal igual nos dois semiciclos.

ponto de comutação – o valor da tensão de entrada que comuta a saída de um comparador ou um Schmitt trigger.

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 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.

portador – Um elétron livre ou uma lacuna.

portador majoritário – Portadores que são os elétrons livres ou as 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.)

potência na carga – A potência *ca* no resistor de carga.

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.

realimentação de corrente – É um tipo de realimentação no qual o sinal realimentado é proporcional à corrente de saída.

realimentação de tensão – Este é um tipo de realimentação na qual o sinal de realimentação é proporcional à tensão de saída.

realimentação negativa – Alimentação de entrada de um amplificador com um sinal de retorno que é proporcional ao sinal de saída. O sinal que retorna tem uma fase que se opõe ao sinal de entrada.

realimentação positiva – A realimentação na qual o retorno do sinal contribui ou aumenta o efeito da tensão de entrada.

recombinação – A união de um elétron livre com uma lacuna.

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.

reforçador (*booster*) de corrente – Um dispositivo, geralmente um transistor, que aumenta a máxima corrente de saída admissível de um circuito amp op.

região ativa – Algumas vezes chamada *região linear*. Refere-se à parte da curva de coletor que é aproximadamente horizontal. Um transistor opera na região ativa quando é usado como um amplificador. Na região ativa, o diodo-emissor é diretamente polarizado, o diodo coletor é reversamente polarizado, a corrente do coletor é quase igual à corrente do emissor e a corrente de base é muito menor que a corrente do emissor ou a corrente 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 corrente de fuga de superfície.

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 de tipicamente apenas alguns décimos de volt.

região ôhmica – A parte da curva de dreno que começa na origem e termina no ponto da tensão de constrição proporcional.

regulador chaveado – Um regulador linear usa um transistor que opera na região linear. Um regulador chaveado usa um transistor que comuta entre a saturação e o corte. Por isso, o transistor opera na região ativa por apenas um curto intervalo de tempo no qual ele comuta de estado. Isso implica que a dissipação de potência no transistor de passagem é muito menor que no 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 Thévenin ou resistência de saída próxima de zero.

regulador em 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 a sua corrente e a sua tensão o necessário para manter a tensão na carga praticamente constante.

regulador linear – O regulador em série é um exemplo de um regulador linear. O que torna um regulador linear é o fato do transistor de passagem operar na região linear ou ativa. Um outro exemplo de um 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.

regulagem de carga – A variação na tensão regulada na carga quando a corrente de carga varia do seu valor mínimo ao seu valor máximo especificado.

regulagem de linha – A variação na tensão de saída regulada quando a tensão de entrada ou da linha varia entre a máxima e a mínima tensão especificada.

rejeição à ondulação – Usada em reguladores de tensão. Ela lhe diz o quanto o regulador de tensão rejeita ou atenua a ondulação de entrada. As folhas de dados geralmente a apresentam em decibéis, onde cada 20 dB representa um fator de diminuição de 10 na ondulação.

resistência *ca* – A resistência de um dispositivo para um pequeno sinal *ca*. A razão entre uma variação de tensão e uma variação de corrente. A idéia principal aqui é uma variação em torno do ponto de operação.

resistência de corpo – A resistência ôhmica do material semicondutor.

resistência Zener – A resistência de corpo de um diodo Zener. Ela é muito pequena se comparada com a resistência de

limitação de corrente em série com o diodo Zener.

resistor de carga ativo – Um FET com sua porta conectada ao dreno. O dispositivo de dois terminais resultante é equivalente a um resistor.

resistor elevador – Um resistor que o usuário tem de acrescentar em um CI para fazê-lo funcionar adequadamente. Uma extremidade do resistor elevador é conectada ao CI e a outra extremidade é conectada ao positivo da fonte de alimentação.

resposta de freqüência – O gráfico do ganho de tensão *versus* a freqüência para um amplificador.

reta de carga *ca* – A linha constituída pelos pontos de operação instantânea de um transistor quando é acionado por um sinal *ca*. Essa reta de carga é diferente da reta de carga *cc* sempre que a resistência de carga *ca* for diferente da resistência de carga *cc*.

retificador controlador de silício (SCR) – Um tiristor com três terminais externos denominados anodo, catodo e porta. Por meio da porta, pode-se ligar o SCR, porém não se pode desligá-lo. Uma vez que o SCR esteja ligado, você tem de reduzir a sua corrente para um valor menor que o 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 onda completa – Um retificador com derivação central no enrolamento do secundário e dois diodos que funcionam como dois retificadores de meia-onda, um de costas para o outro. Um diodo controla um semiciclo da saída e o outro controla 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*).

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.

ruptura – Quando um transistor se rompe, a tensão através dele 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.

saída de dois estados – Esta é a tensão de saída de um circuito digital ou de comutação. Esse termo refere-se a dois estados porque a saída tem somente dois estados estáveis: baixo e alto. A região entre as tensões baixa e alta é instável porque o circuito não pode ter qualquer valor nessa faixa, exceto temporariamente, quando comuta entre os dois estados.

saturação *ca* – A extremidade superior da reta de carga *ca*. Nesse 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.

Schmitt trigger – Um comparador com histerese. Ele tem dois pontos de comutação. Isso o torna imune a tensões de ruído, contanto que os valores de pico a pico do ruído sejam menores que a histerese.

SCR alavanca (*crowbar*) – A metáfora usada para descrever a ação de um SCR quando ele é usado para proteger uma carga contra sobretensão na alimentação.

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.

seguidor de fonte – O amplificador JFET mais importante. Ele é usado mais que qualquer outro amplificador JFET

seguidor de tensão – Um circuito amp op que usa realimentação de tensão não invertida. O circuito tem uma alta impedância de entrada, uma baixa impedância de saída e um ganho de tensão de 1. Ele é ideal para ser usado como um reforçador (*buffer*).

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 tipo *n* – Um semicondutor onde existem mais elétrons livres que lacunas.

semicondutor tipo *p* – Um semicondutor no qual existem mais lacunas que elétrons livres.

silício – O material semicondutor mais largamente 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.

sinalizador (*flag*) – Uma tensão que indica que um evento ocorreu. Tipicamente, uma tensão baixa significa que o evento não ocorreu, enquanto uma tensão alta significa que ele ocorreu. A saída de um comparador é um exemplo de um sinalizador.

sobrecarga – O uso de uma resistência de carga tão pequena que ela diminui o ganho de tensão de um amplificador

em uma valor considerável. Em termos do teorema de Thévenin, a sobrecarga ocorre quando a resistência de carga é pequena se comparada com a resistência Thévenin.

somador – Um circuito amp op cuja tensão de saída é a soma de duas ou mais tensões de entrada.

SSI – Integração em pequena escala. Refere-se a circuitos integrados com 10 componentes integrados ou menos.

superposição – Quando há algumas fontes de alimentação no circuito, você pode determinar o efeito produzido por cada fonte funcionando sozinha e em seguida somar os efeitos individuais para obter o efeito total de todas as fontes funcionando simultaneamente.

taxa de variação (*slew rate*) – A máxima taxa em que a tensão de saída de um amp op pode variar. Ela provoca distorção em altas freqüências na operação em grandes sinais .

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 vida – O tempo médio entre a criação e a recombinação de um elétron livre e uma lacuna.

tensão da rede – A tensão da rede elétrica. Ela tem um valor nominal de 115 V rms. Em alguns lugares, ela tem um valor tão baixo quanto 105 ou tão alto quanto 125 V rms.

tensão de compensação (*offset*) de entrada – Se você aterrar as duas entradas de um amp op, ainda terá uma tensão de compensação. 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 V_{BE} dos dois transistores de entrada.

tensão de compensação de saída – Qualquer desvio ou diferença da tensão de saída a partir da tensão ideal de saída.

tensão de constrição ou estrangulamento – 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 constrição proporcional – O limite entre a região ôhmica e a região de fonte de corrente para qualquer tensão de porta.

tensão de corte porta-fonte – A tensão entre a porta e a fonte que reduz a corrente de dreno de um dispositivo de modo depleção para aproximadamente zero.

tensão de disparo – A tensão mínima necessária para ligar um tiristor.

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 joelho – O ponto ou a área no gráfico da corrente do diodo *versus* a tensão onde a corrente direta aumenta rapidamente. Ela é aproximadamente igual ao valor da barreira de potencial.

tensão de limiar – A tensão que liga um MOSFET de modo intensificação. Nesta tensão, uma camada de inversão conecta a fonte ao dreno.

tensão de pico inversa – A máxima tensão reversa através de um diodo em um circuito retificador.

tensão de referência – Geralmente, uma tensão precisa e estável derivada de um diodo Zener com uma tensão de ruptura entre 5 e 6 V. Nessa faixa, o coeficiente de temperatura do diodo Zener é de aproximadamente zero, o que significa que a tensão Zener é estável em uma ampla faixa de temperatura.

tensão de ruptura – A máxima tensão reversa à qual 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.

tentativa e erro – Suponha que você tenha um problema envolvendo duas equações simultâneas. Em vez de resolvê-lo matematicamente, quebrando a cabeça, você pode supor uma resposta e em seguida calcular todas as desconhecidas. Uma das respostas calculadas é exatamente a resposta que você supôs. Você compara as respostas calculadas e supostas para observar quão diferentes elas são. Em seguida, supõe uma outra resposta que se aproxime da resposta calculada. Após algumas tentativas, essa diferença se torna pequena o suficiente para você ter uma resposta aproximada.

teorema de Miller – Teorema que diz que o capacitor de realimentação é equivalente a duas novas capacitâncias, uma através da entrada e outra através da saída. O mais importante é que a capacitância de entrada é igual à capacitância de realimentação vezes o ganho de tensão de um amplificador. Isso presume um amplificador inversor.

teorema de Thévenin – Um teorema fundamental que diz 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 derivado para o terra por meio de um capacitor. Nesse nó não há tensão *ca* quando observado por um osciloscópio, porém há 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 lógico – Um teste ou medida no qual as leituras são distintamente diferentes, realmente altas ou realmente baixas.

tiristor – Um dispositivo semicondutor de quatro camadas que funciona como uma trava.

transcondutância – A razão entre a corrente *ca* de saída e a tensão *ca* de entrada. Uma medida de como a tensão de entrada controla efetivamente a corrente de saída.

transformador abaixador – Um transformador com mais espiras no primário que no secundário. Isso resulta em uma tensão no secundário menor que no primário.

transistor *pnp* – Um semicondutor disposto em camadas. Ele contém uma região *n* entre duas regiões *p*.

transistor bipolar – Um transistor onde os elétrons livres e as lacunas são necessários para uma operação normal.

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 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 por UJT, este tiristor de baixa potência é útil em aplicações de temporização, geração de formas de onda e aplicações de controle.

transistor externo – Um transistor colocado em paralelo com um circuito de regulagem para aumentar a quantidade de 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 diodo-emissor 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 através do diodo-emissor controla a fonte de corrente no coletor.

trava (*latch*) – 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.

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 absoluto – O valor de uma expressão sem considerar o seu sinal. Algumas vezes chamado *magnitude*. Dado +5 e –5, o valor absoluto é 5.

valor de pico – O maior valor instantâneo de uma tensão que varia no tempo.

valor MPP – Também chamado *tensão de variação da saída*. Essa é a máxima tensão de saída de pico a pico não ceifada

de um amplificador. Com um amp op, o valor MPP é idealmente igual à diferença das duas tensões de alimentação.

valor rms – Usado em sinais que variam com o tempo. Também é conhecido como *valor efetivo* ou *valor de aquecimento* . O valor rms é o valor equivalente a 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. Na maior tensão reversa tem-se a menor 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 voltados um de costas para o outro. Usado no enrolamento primário de um transformador de potência para evitar que os *spikes* (pulsos estreitos) entrem no equipamento.

MAKRON Books

RESPOSTAS DOS PROBLEMAS DE NÚMEROS ÍMPARES SELECIONADOS

CAPÍTULO 16

16.1 De 2,5 kHz a 500 kHz **16.3** 405 Hz **16.5** 15,8 Hz **16.7** 260 Hz **16.9** 505 Hz, 531 Hz **16.11** Desconsiderando R_E: 607 Hz, 1,71 kHz **16.13** 528 Hz **16.15** 79,6 MHz **16.17** 1.000 pF e 5,03 pF **16.19** 52,9 kHz **16.21** 255 pF **16.23** 2,31 MHz **16.25** 44,7; 24,2; 9,95; 0,999 **16.27** 22,4 dB **16.29** 100 dB **16.31** 98 dB, 79.432 **16.33** Desenhe uma linha horizontal entre as freqüências de 50 Hz e 100 kHz. Em seguida desenhe uma linha inclinada abaixo de 50 Hz e outra acima de 100 kHz, com uma taxa de inclinação de 20 dB por década. **16.35** A freqüência de corte associada a esse capacitor de acoplamento será 100 vezes maior do que deveria ser. **16.37** Efeito de degradação, pois os fios longos produzem mais capacitâncias parasitas. **16.39** Como a capacitância parasita não está especificada, iremos desconsiderá-la. Então, as freqüências de corte são 194 kHz e 10,6 MHz. **16.41** 251 W **16.43** 40 dB, 0 dB **16.45** 0,44 μs **16.47** O amplificador com uma freqüência de corte de 1 MHz. **16.49** Ele aumenta f_1, porém, não tem efeito sobre as outras variáveis. **16.51** A única variável que diminui é f_1. O capacitor de desvio do emissor afetará a freqüência de corte inferior, pois ele produz uma das freqüências críticas. **16.53**. As que diminuem são f_1 e f_2. A resistência *cc* do coletor afeta o circuito de acoplamento de saída e afeta também o circuito de desvio do coletor. **16.55** Apenas f_2 aumenta. Quanto maior f_T, maior a freqüência de corte de saída.

CAPÍTULO 17

17.1 7,5 V **17.3** – 0,05 V e – 0,0409 V **17.5** 18,5 nA e 21,5 nA **17.7** 18,5 pA e 21,5 pA **17.9** 667 kΩ **17.11** 10 V; 10,4 V; e 9,6 V **17.13** ± 2,25 V **17.15** ± 1,35 V **17.17** O sinal desejado é de 300 mV e o sinal em modo comum é de 2,5 mV. **17.19** 10 **17.21** 14,3 V **17.23** Idealmente: 2 mA e 1 mA ; com a segunda aproximaão: 1,95 mA e 0,975 mA. **17.25** 6,75 V **17.27** 1,86 mA, 25,4 V, 25,4 V **17.29** Ela aumenta V_{B2}, V_{in} e V_{out}, mas não tem efeito sobre V_{B1} e I_T. **17.31** Não há variáveis que diminuem.

CAPÍTULO 18

18.1 67,7 Hz e 10,2 kHz **18.3** 10 MHz **18.5** 10 Hz **18.7** 75 kHz **18.9** 20 pF **18.11** Não **18.13** 1,188 V/μs e 0,377 V/μs **18.15** Não **18.17** 95,5 kHz **18.19** 31,8 kHz e 255 kHz **18.21** 1,11 MHz **18.23** 239 kHz, 23,9 kHz e 2,39 kHz **18.25** 6 V **18.27** 1 μV, 10 μV e 100 μV **18.29** ± 9,4 mV e ± 15 V (ideal) devido à saturação. **18.31** 4,14 MHz e 414 kHz **18.33** 5 MHz, 1 MHz, 1 MHz e 4 MHz **18.35** LM11C **18.37** Aproximadamente 22,9 mV **18.39** 80 nA, 20 nA, 70 μV e 7 V **18.41** 20 μV e 2 V **18.43** Ela aumenta V_1, V_{in} e V_{out}, mas não possui nenhum efeito sobre V_2, MPP e $f_{máx}$. **18.45** V_1, V_2 e MPP. Um aumento na tensão de alimentação provocará um aumento nas duas correntes de base. Além disso, mais tensão de alimentação significa que o sinal pode variar ainda mais antes que ocorra o ceifamento, que é a razão de MPP aumentar. **18.47** A única variável que diminui é $f_{máx}$. Ela diminui porque é inversamente proporcional à tensão de pico.

CAPÍTULO 19

19.1 50 **19.3** 0,5 μV e 2 μV **19.5** 150 mV e 3 μV **19.7** 101; 5 e 2 **19.9** 0,15 V **19.11** 1 mV e 5 μA **19.13** 20.000 MΩ e 0,0125 Ω **19.15** 1982 MΩ e 0,0757 Ω; 40.000 MΩ e 0,00375 Ω; 100.000 MΩ e 0,0015 Ω **19.17** 0,454 V **19.19** 2 V **19.21** 0,1 V **19.23** 2 kΩ **19.25** 5 kHz **19.27** 15 kHz **19.29** 2,65 V **19.31** c **19.33** a **19.35** Sem tensão de alimentação, resistor de carga em curto-circuito, conexão aberta entre a saída do amp op e o resistor de carga. **19.37** 41 mV (polaridade negativa) **19.39** Uma onda senoidal que varia entre 0,9 V e 1,1 V. **19.41** 1 mV, 10 mV, 100 mV, 1 V e 10 V **19.43** Defeito 2: R_2 curto-circuitado. **19.45** Defeito 4: R_2 aberto. **19.47** Defeito 6: R_3 aberto. **19.49** Defeito 8: R_3 curto-circuitado.

CAPÍTULO 20

20.1 92,4 mV, 21,5 kHz, 1,59 Hz e 10,3 Hz **20.3** De 81,7 mV a 101 mV **20.5** 611 mV, 2,7 kΩ, 8,18 kHz **20.7** Ou mudar R_S para 3,3 kΩ, ou mudar R_F para 270 kΩ. **20.9** 200 mV; de 0 a 15,2 kHz **20.11** 200 mV; de 0 a 17,1 kHz **20.13** 55 mV **20.15** 110 mV **20.17** 2,45 V, 24,5 mA **20.19**. 0,5 mA **20.21** 165 kΩ **20.23** Mudar o resistor de 3,3 kΩ para 2 kΩ. **20.25**. 1,56 vezes v_{in}; 7,96 kHz **20.27**. O 741C irá saturar com uma saída de + 13,5 V ou – 13,5 V. A saída final será 0,7 V menor, ou + 12,8 V ou – 12,8 V. **20.29** O ganho de tensão mínimo é zero. O ganho de tensão máximo é 10 com uma saída de duas polaridades. **20.31** O primeiro estágio possui um ganho de 194, e o segundo estágio possui um ganho de tensão de 48. O ganho de tensão total é de 9.312, que é equivalente a 79,4 dB. **20.33** 0,667 mA **20.35** 143 Ω **20.37** Defeito 2: R_2 aberto. **20.39** Defeito 5: conexão *CD* aberta; defeito 6: conexão *JA* aberta. **20.41** Defeito 9: R_3 curto-circuitado; defeito 10: R_2 curto-circuitado.

CAPÍTULO 21

21.1 106 mV *cc* **21.3** – 106 mV *cc* **21.5** 213 Hz **21.7** 1,13 Hz; aproximadamente 10 mV rms. **21.9** + 0,291 V, – 0,291 V e 0,582 V **21.11** 0,528 V **21.13** 5 mA **21.15** 10 V, 1 V, 0,1 V e 0,01 V **21.17** Uma forma de onda triangular de 3,91 mV de pico a pico. **21.19** 50%; zero **21.21** 9,23 Hz **21.23** Primeira solução: mudar a capacitância para 4.615 pF. Segunda solução: mudar a capacitância para 1.000 pF e mudar a resistência de 2 kΩ para 9,1 kΩ. **21.25** Primeira solução: utilizar um osciloscópio para verificar a saída. Segunda solução: utilizar um Schmitt trigger com uma histerese de 10 V. Terceira solução: utilizar um detector de pico a pico e um comparador com uma tensão de comutação de 5 V. **21.27** Diversas soluções são possíveis. Uma solução é detectar o pico da tensão da rede e utilizar esse valor como a entrada do comparador com uma tensão de comutação de 148 V. **21.29** Defeito 1: grampeamento positivo. **21.31** Defeito 3: oscilador relaxação; defeito 4: detector de pico. **21.33** Defeito 7: integrador; defeito 8: detector de pico.

CAPÍTULO 22

22.1 9 V rms ou 25,4 V de pico a pico. **22.3** *A*: 35,8 Hz e 362 Hz. *B*: 358 Hz e 3,62 kHz. *C*: 3,58 kHz e 36,2 kHz. *D*: 35,8 kHz e 362 kHz **22.5** Pelo menos 3,62 MHz **22.7** 39,8 Hz **22.9** 2,36 MHz, 0,1; 10 **22.11** 1,67 MHz **22.13** 10,4 MHz **22.15** 0,05 e 20 **22.17** Ela aumenta 1%. **22.19** *a*. diminui, *b*. aumenta, *c*. aumenta, *d*. permanece a mesma, *e*. permanece a mesma. **22.21** Definitivamente um som como o de oscilações parasitas. Insira um pequeno resistor em série com a base ou utilize um ferrite no terminal da

base. **22.23** 4,46 μH **22.25** 242 μs **22.27** Os valores padronizados mais próximos são $R_A = 22\ k\Omega$, $R_B = 11\ k\Omega$ e $C = 0{,}033\ \mu F$. **22.29** Defeito 2: amplificador de FI. 22.31 Defeito 5: antena; defeito 6: alto-falante.

CAPÍTULO 23

23.1 9,53 V e 10,2 V **23.3** 8,07 W **23.5** 230 Ω, considerando o cursor do potenciômetro no centro. **23.7** 0,5 V e 1,8% **23.9.** 5 mV, 46 dB **23.11** 1 A, 0,56 mV **23.13** 46,7 μV **23.15** 0,811 W **23.17** 0,2 A e 1,2 A **23.19** 5 V, 33,3% **23.21** *d* **23.23** *b* **23.25** De 1,25 V a 27,3 V; 1,25 V **23.27** A corrente de carga é aproximadamente constante. Isto implica que a corrente de entrada do regulador de tensão é aproximadamente constante. Como o filtro capacitivo tem de alimentar uma corrente aproximadamente constante, a sua tensão se parece com uma rampa em vez de uma exponencial. O significado disso para a Equação (4.8) é que a Equação pode ser utilizada para uma ondulação (*ripple*) grande, como também pequena. **23.29** Defeito 1: conversor de triangular para pulso. **23.31** Defeito 3: Q_1 **23.33** Defeito 5: oscilador de relaxação **23.35** Defeito 7: conversor de triangular para pulso. **23.37** Defeito 9: conversor de triangular para pulso.

CAPÍTULO 24

24.1 4,98 MHz, 200 kHz **24.3** – 4,3 V **24.5** 225 mW, 128 mW **24.7** 14,9 MHz **24.9** 100 kHz, 200 kHz e 300 kHz **24.11** 8,49 V, 1,7 V, 0,728 V, 200 kHz, 400 kHz e 600 kHz **24.13** 44 MHz **24.15** 4,04 μV **24.17** 20% **24.19** 1 MHz, 999 kHz, 1.001 kHz **24.21** 318 Hz **24.23** 1.005 kHz, 2.055 kHz **24.25** 75 kHz.

MAKRON Books

ÍNDICE ANALÍTICO

A

Acoplamento de entrada, 3-14

Acoplamento de sinais, 4

capacitores para, 3-19

Altas freqüências:

análise de transistores bipolares em, 24-32

análise do FET em, 48-51

indutância dos terminais em, 360

a fiação nas, 66-69, 360

Amps op da série 146-150, 164, 302

Amps op, 146-162

amplificador diferencial com (*veja* Amplificadores diferenciais)

análise *ca* dos, 100-106

características dos, 96-100, 153-160

CIs da série 700, 146-148, 164, 302

diferenciadores, 333-334

e a resposta de freqüência a grandes sinais, 138-143

e circuitos integrados, 85-90

espelho de corrente dos, 120-124

ganho em modo comum dos, 114-119

largura de banda dos (*veja* Largura de banda dos amps op)

lineares, 229-277

não-inversores, 92, 150, 175-182, 212-215, 230-237, 308-311

não-lineares, 290-335

realimentação negativa para os, 174-217

resposta de freqüência a pequenos sinais, 134-137

tensão de compensação (*offset*) de saída (*veja* Tensão de compensação (*offset*)

Amplificador de banda estreita, 61

Amplificadores de banda larga, 61, 163-164

Amplificadores de FI, 164

Amplificadores de RF, 164

Amplificadores de televisão, 164

(*Veja também* Operação em classe C)

Amplificadores de vídeo, 163-164, 272-273

Amplificadores diferenciais, 90-96, 134-135, 148, 262-264

análise *ca* do, 100-106

com espelho de corrente, 122-124

Amplificadores sintonizados, 61, 468-469

(*Veja também* Operação em classe C)

Amplificadores, 60-62, 162-164, 230-244

classe C, 468-483

de áudio, 162-163, 233-234, 269-271

de instrumentação, 262-264

de potência, 163

de vídeo, 163-164, 271-273

freqüência crítica dos, 2-3, 13-27, 70

impedância de saída dos, 9-14

realimentação parcial nos, 115

somadores, 252-254

(*Veja também* Freqüência crítica; Amplificadores diferenciais; Resposta de freqüência; Amps op;

Amplitude, modulação em (AM), 500-504, 510-512

demodulador, 507-509

espectro, 504-505

receptores, 496-497

Analógico-digital, conversores, 324-325

Aproximação ideal, 107-108

para o ganho de tensão, 178-179

Armstrong, osciladores de, 368-369

Atenuação, 117

Ativos, circuitos e dispositivos:

diodos, 291-298

filtros, 264-269, 274-277

resistores de carga, 123, 148

Áudio, amplificadores de, 162-163, 233-234, 269-271

Áudio, faixa de freqüências de, 3

Automáticó, controle de ganho (AGC), 269-273

B

Banda média de freqüências, 2-3, 40-46, 48, 135

Base, transistor e circuitos de base:

circuitos de desvio (*bypass*) de, 24-26

Black, H. S., 174

Bode, curvas de, 43-46, 57-60

C

CA e circuitos *ca*:

amplificadores para, 61, 231-232

circuitos equivalentes de comunicação, 469-473

potência, na carga, 477-478

resistores como fonte de tensão em, 347

terra para, 200

Capacitância, 47-51, 373-374

parasita da fiação, 19-22, 66-69, 328-331, 360

Capacitância dos terminais, 19-22

Capacitores, 22-23, 90, 312-314, 328-329

carga de, 139, 322

constante de tempo dos, 333

de acoplamento, 3-19

de desvio, 231, 300, 383

e resposta de freqüência, 2-70, 134-135, 148, 156-157

Capacitores de velocidade (*speed-up*), 328-329

Cargas:

ativas, 123-124, 148

em flutuação, 256-257

regulagem das, 423-424

Cascata, estágios em, 38-40, 63

CC e circuitos *cc*:

amplificadores, 62

caminho de retorno para, 149

circuitos ressonantes, 472, 488-490

conversor *cc-cc*, 443-445

Chaves e chaveamentos:

FETs, 245-246, 314

reguladores que usam, 445-450

Circuitos de derivação (rede de atraso), 54, 57-59, 348-351

Circuitos digitais:

interface de, 303

reguladores chaveados com, 447-448

Circuitos em malha aberta, 182-185, 206

Circuitos em malha fechada, 182-185, 205, 214, 217, 240-241

Circuitos integrados, 162-164

capacitor de desvio para as fontes de alimentação, 383

comparadores, 302-305

fabricação de, 85-89

reguladores com, 429-438

(*Veja também* Amps op)

Circuitos inversores, 237-252

com realimentação por corrente, 202-216

com realimentação por tensão, 196-203, 211, 217

entrada dos, 92, 149-150

para reguladores chaveados, 447

Circuitos lineares com amps op, 229-277

Circuitos não-inversores com amps op.:

amplificadores de tensão, 230-244

com realimentação, 175-182, 212-215

disparadores de Schmitt (Schmitt triggers), 308-309

entrada para os, 92, 149-150

Circuitos não-lineares com amps op., 290-335

Circuitos ressonantes, 346

(*Veja também* Operação em classe C)

CIs da série LM, 162-164, 194, 303-304

comparadores, 303, 326-327

reguladores, 164, 429-438

CIs reguladores de três terminais, 429-432

Clapp, oscilador, 370-371

Coletores, do transistor e circuitos do coletor:

desvio (*bypass*) dos, 19, 26

e as retas de cargas *ca*, 471

Comparador NE529 CI, 303

Comparadores, 298-305, 326-327

Comparadores de janela, 326-327

Constante de tempo coletor-base, 28

Constantes de tempo, 65-66, 314, 322, 333

Conversores:

analógico-digital, 324-325

corrente-tensão, 196-198

cc-cc, 443-445

tensão-corrente, 258-261

tensão-freqüência, 395

Corrente de compensação, 92, 149-150

Corrente de compensação (*offset*), 96, 154-155

Corrente máxima:

na saída dos amps op, 160

Corrente:

carregamento de, 139-140

com diferenciadores, 333-334

conversão de, em tensão, 196-198

conversão de tensão em, 258-261

de *offset*, 96, 154-155

limitação de, 415-422, 440-443

nos transistores 479-480

realimentação por, 212-215

reforçador (*booster*), de, 255-256, 439-443

Cristais:

estabilidade dos, 376

Cristal, oscilador a, 371

Curto-circuitos e dispositivos em curto, 155, 415-422

D

Décadas, 42

Decibéis, 34-46, 52, 55-60

Demodulador, 507-509

Deriva (*drift*), 376

Dessensibilidade, 191-195, 240-241

Desvio (*bypass*), circuitos de, 14-21, 24-27, 49-51

Detector de cruzamento zero, 299, 305

Detectores, 293-294, 299-300, 325-326

Detectores de limite, 300, 325-327

Detectores de pico, 293-294

Diferenciadores, 331-334

Diferenciadores *RC*, 331-333

Diodo emissor de luz (LED):

para osciladores, 385

Diodos, 291-298

Diodos, circuitos com, 291-298

Diodos Zener, 386, 409-410

Disparadores de Schmitt (Schmitt triggers), 305-311, 316-317, 327-331, 334-335

Dispositivos controlados por tensão, 257-261, 395-396

Dispositivos lineares, 162-164

Dissipação de potência:

nos transistores, 412-415, 478-479

Distorção:

com amps op, 189-190, 198

e com realimentação por corrente, 213-216

e taxa de variação (*slew rate*), 140-143, 157-160

nos amplificadores de tensão, 242

nos circuitos ressonantes, 491-492

E

Efeito piezelétrico, 372

Emissor, seguidor do, 11

Emissor, transistor e circuitos do emissor:

capacitores de desvio (*bypass*) para o, 14-19

Emissor comum (EC), amplificadores, 11

Espectro, 485-487

AM, 504-507

Espelhos de corrente, 120-124

Estabilidade:

dos cristais, 374-376

F

Fase:

ângulo de, 58-59

desvio(deslocamento) de, 346, 354, 358-359

divisor de, 444

Fator de sacrifício, 192-196

Fator de trabalho ou ciclo de trabalho, nos circuitos ressonantes, 474

Filtro ativo de dois pólos, 266-267

Filtros de três pólos, 274-275

Filtros passa-altos, 267, 276-277

Filtros passa-baixos, 264-267, 274-275

Filtros, circuitos de filtros:

ativos, 263-269, 273-277

de dente (*notch*) ou ponte de Wien, 355

duplo-T, 357-358

nos circuitos ressonantes, 475

Fontes de alimentação reguladas, 164, 409-454

Fonte de corrente Howland, 273

Fontes de corrente:

controladas por tensão, 257-261

corrente de cauda como, 92-93, 100-101, 122-123

e fontes de tensão, 9, 10

Howland, 273

Fontes de tensão, 9-10, 346-347

Formas de onda, 316-324

Freqüência crítica, 46, 54, 70

dominante, 27, 30, 32

dos amplificadores, 2-3, 14-27, 70

dos amps op, 134-136

Freqüência de ganho unitário, 136-137, 157, 161, 207

Freqüência modulada (FM), 510-512

Freqüência ressonante, 350-352, 357, 361, 375, 482-483

Freqüência:

conversão de tensão em, 395-396

de ganho unitário, 136-137, 157, 161, 207

e distorção pela taxa de variação (*slew rate*), 143-144

fundamental, 373

oscilação de, 375-376

ressonante, 350-352, 357, 361, 374-375, 492-497

G

Ganho de corrente:

com realimentação por corrente, 216

Ganho de potência, 35-37, 52-53

Ganho de tensão diferencial, 116

Ganho de tensão, 52-58

com estágios em cascata, 38-40

diferencial, 116

do inversor ajustável, 248-252

dos amplificadores diferenciais, 135

dos amps op, 148, 152, 176-185

e com realimentação por tensão não-inversora, 190

em decibéis, 38-40, 43-45, 55-56, 59-60

em modo comum, 114-119

fora da faixa média, 40-46

nos filtros Butterworth, 275-276

Gerador de rampa, 396-398

Grampeadores, 296-298

H

Harmônicos, 483-492

Histerese, 307-308

I

Impedância de entrada:

com realimentação negativa, 215-216

com realimentação por tensão, 186-188, 191, 198-199

dos amplificadores de tensão inversores, 239-240, 242-244

dos amplificadores diferenciais, 103-104, 148

dos amps op, 149-150

Impedância de saída:

com realimentação, 186-188, 191, 198-199, 214-216

das fontes de alimentação, 426

de amplificadores, 9-14

dos amps op, 149-150

Indutância dos terminais, 67-69, 360, 383

Indutância, 67-69, 360, 383

Integração em larga escala (LSI), 90

Integração em média escala (MSI), 89

Integração em pequena escala (SSI), 89

Integradores, 311-316, 323

Interface para dispositivos TTL, 303-304

Inversores chaveados, 244-246

L

Lâmpadas de tungstênio, 352-353

Largura de banda, 61

ajustável, 246-247

amplificadores de tensão inversores, 239-240, 242-244

dos amps op, 143-145, 161

dos circuitos ressonantes, 470-471

dos estágios em cascata, 63

e realimentação negativa, 204-210, 216-217

LF352, CI, 264

LH0036, CI, 264

Limitação simples e desdobrada, 416-418, 450-453

Limitadores, 294-296

Linhas de carga:

para circuitos de comunicação, 469-470

Logaritmos, 34-35, 42-43, 322

M

Malhas de terra, 382

MC1553, CI, 164

MHC4000P, CI, 164

Microfônico, ruído, 497

Misturadores (*mixers*), 254, 493-497

Modo comum, razão de rejeição em (CMRR), 116-119, 155, 162

Modulação:

de amplitude, 500-503

de freqüência, 510-512

percentual de, 503-504

MOS, cargas dos CIs digitais, 148

Multiplicadores:

de freqüência, 482-483

N

Não-linearidade, 138, 189, 290-335, 491-492

O

Oitavas, 41-42, 57-58

Ondas retangulares, 316-317, 322

Ondas senoidais, 316-317

Ondas triangulares, 318-321, 334-335

Ondulação da fonte de alimentação:

na fonte de alimentação regulada, 426-427

Operação com fonte de alimentação simples, 232-233, 247-248, 301

Oscilação senoidal, 346-348

Oscilação, eliminação da, 134, 334, 378-385

Oscilações parasitas, 383-384

Oscilador a cristal Pierce, 376-377

Oscilador controlado por tensão, 257-261, 395-396

Oscilador duplo-T, 357-358

Oscilador de onda quadrada, 443

Oscilador Hartley, 369-370

Osciladores a quartz, 372-377

Osciladores com ponte de Wien, 348-356

Osciladores *LC*, 359-371, 376

Osciladores *RC*, 348-359

Osciladores, 345-398

de onda quadrada, 443

de relaxação, 322, 448

LC, 359-371, 376

RC, 348-359

temporizador 555, 387-398

P

Pequenos sinais:

e respostas de freqüência, 134-137

Polarização:

dos amps op, 96-97

Pólos com filtros, 265-268, 274-275

Ponto quiescente (*Q*):

do oscilador Colpitts, 363-364

dos cristais, 374

para circuitos ressonantes, 468-473

Pontos de comutação, 299-300, 307-308, 329-331

Percentagem de modulação, 503-504

Portas, FET, 48-51

Potência da fonte de alimentação, 383, 409-454

Potência dos amplificadores, 163

Potência na largura de banda, 143-146, 161, 207, 210

Potência, 52-53, 89

de carga, 478

Pre amplificadores, 162-163

Produto ganho-largura de banda, 28, 205-207, 240-241

Proteção contra desligamento térmico, 430

Proteção, 382

Pulsos, 318-319

R

Realimentação negativa:

cápacitores para, 22-23

nos integradores, 314-315

nos amps op, 174-217

nos osciladores, 352, 383-384

nas fontes de alimentação, 410-415

Realimentação positiva:

para oscilação, 346-348, 352, 365, 378-382

para os disparadores Schmitt (Schmitt triggers), 306-307

Receptores super-heteródinos, 509-510

Redes(circuitos) de avanço, 54, 59-60, 349-353

Redução ao absurdo, 158

Reguladores de tensão e regulagem, 164, 430-436

das fontes de alimentação, 410-454

Reguladores em série, 412-415

Reguladores RC4194/RC4195, 435

Regulação de fonte, 425

Regulação de linha, 425

Relação do tempo de subida e largura de banda, 63-66

Resistência:

do coletor, 472-473

para oscilação, 334

Resistores:

como fonte de tensão de *ca*, 347

dos CIs, 88

elevadores (*pull up*), 302

para compensação de saída (*offset*), 314-315

sensor de corrente, 416

Resposta de freqüência total, 32-34

Resposta de freqüência, 20, 24-34, 48-51, 60-63

alta freqüência (*veja* Altas freqüências)

crítica (*veja* Freqüência crítica)

dos amps op, 134-137, 156-157

e capacitores, 2-70, 134-135, 148, 156-157

e efeitos parasitas, 66-69

(*Veja também* Freqüência ressonante)

Retificadores, 291-292

Retorno *cc*, 149

Ruído com som de motocicleta ou motor de barco, 378

Ruído térmico, 498-499

Ruídos, 306, 497-499

S

Silício, 86-88

Sinais periódicos, 316

T

Taxa de variação (*slew rate*), 139-144, 157-160

e realimentação negativa, 207-210

Temporizador NE555, CI, 390-391

Temporizadores com o CI 555, 387-398

Temporizadores, 387-398

Tensão de compensação (*offset*) de entrada, 153

Tensão de compensação (*offset*) de saída, 107-113

capacitores de desvio (*bypass*) para, 231

com integradores, 314

com realimentação por corrente, 190-194, 198-199, 215-216

dos amplificadores inversores, 242

Tensão de limiar, 299-301, 389

Tensão de rampa, 311-314

Tensão nos amplificadores, 230-244, 255-256

Tensão:

conversão de corrente em, 196-198

conversão para corrente, 258-261

conversão para freqüência, 395

de compensação (*offset*), de saída (*veja* Tensão de compensação de saída)

de erro, 175-176

de limiar, 299-301, 389

de referência, 299-301, 410

do ponto de saída da regulagem, 435

Tensões de referência, 299-301, 410

Teorema de Miller, 22-23, 46-50, 148, 198-199

Transcondutância, 214

Transformadores com núcleo toroidal, 444

Transformadores, 443-444

Transistor de efeito de campo (FET):

análise em alta freqüência, 48-51

para circuito de oscilação, 386-387

Transistores de efeito de campo (FET), circuitos com, 234-237

como chave, 245-246, 314

oscilador Colpitts com, 366-368

Transistores e circuitos com transistores:

análise em alta freqüência dos, 24-32

de passagem, 410-415

dissipação de potência nos, 412-415, 478-479

misturadores (*mixers*), 494, 496

nos CIs, 87-88

para cargas dos amps op, 148

transistor externo, 439-440

V

Verificação de defeitos:

de amplificadores ressonantes, 475-477

Z

Zerando(anulando) a compensação de saída (*offset*), 111-114

ELETRÔNICA

4ª EDIÇÃO

Volume II

Outros Livros na Área:

Lander — Eletrônica Industrial — 2ª Edição

Sedra — Microeletrônica — 4ª Edição

Ahmed — Eletrônica de Potência

Boylestad — Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos — 8ª Edição

Mariotto — Análise de Circuitos Elétricos

Bogart — Dispositivos e Circuitos Eletrônicos — 3ª Edição – Vols. 1 e 2

Tocci — Sistemas Digitais: Princípios e Aplicações — 8ª Edição