

Utilizando Eletrônica com

AO

(Amplificador Operacional)

SCR

(Silicon Controlled Rectifier -
Retificador Controlado de Silício)

TRIAC

(Triode AC - Triodo AC)

UJT

(Unijunction Transistor -
Transistor Unijunção)

PUT

(Programmable Unijunction
Transistor - Transistor
Unijunção Programável)

CI 555

(Circuito Integrado 555)

LDR

(Light Dependent Resistor -
Resistor Dependente da Luz)

LED

(Light Emitting Diode -
Diodo Emissor de Luz)

FET

(Field Effect Transistor -
Transistor de Efeito de Campo)

IGBT

(Insulated Gate Bipolar Transistor - Transistor Bipolar de Porta Isolada)

BRINDE

Respostas dos exercícios propostos e simulação de alguns exercícios resolvidos do livro com Micro-Cap9 disponíveis em www.editoraerica.com.br para download.



Rômulo Oliveira Albuquerque e Antonio Carlos Seabra

Utilizando Eletrônica

com AO, SCR, TRIAC, UJT, PUT, CI 555, LDR, LED, IGBT e FET de potência



EDITORA AFILIADA

Seja Nosso Parceiro no Combate à Cópia Ilegal

A cópia ilegal é crime. Ao efetuá-la, o infrator estará cometendo um grave erro, que é inibir a produção de obras literárias, prejudicando profissionais que serão atingidos pelo crime praticado.

Junte-se a nós nesta corrente contra a pirataria. Diga não à cópia ilegal.

Seu Cadastro É Muito Importante para Nós

Se você não comprou o livro pela Internet, ao preencher e remeter a ficha de cadastro constante no final desta publicação, você passará a receber informações sobre nossos lançamentos em sua área de preferência.

Conhecendo melhor nossos leitores e suas preferências, vamos produzir títulos que atendam suas necessidades.

Obrigado pela sua escolha.

Fale Conosco!

Eventuais problemas referentes ao conteúdo deste livro serão encaminhados ao(s) respectivo(s) autor(es) para esclarecimento, excetuando-se as dúvidas que dizem respeito a pacotes de softwares, as quais sugerimos que sejam encaminhadas aos distribuidores e revendedores desses produtos, que estão habilitados a prestar todos os esclarecimentos.

Os problemas só podem ser enviados por:

1. E-mail: producao@erica.com.br
2. Fax: (11) 2097.4060
3. Carta: Rua São Gil, 159 - Tatuapé - CEP 03401-030 - São Paulo - SP



Rômulo Oliveira Albuquerque
Antonio Carlos Seabra

**Utilizando Eletrônica
com AO, SCR, TRIAC, UJT, PUT, CI 555,
LDR, LED, IGBT e FET de potência**

1^a Edição

2^a Reimpressão

**São Paulo
2010 - Editora Érica Ltda.**

Copyright © 2009 da Editora Érica Ltda.

Todos os direitos reservados. Proibida a reprodução total ou parcial, por qualquer meio ou processo, especialmente por sistemas gráficos, microfilmicos, fotográficos, reprográficos, fonográficos, videográficos, internet, e-books. Vedada a memorização e/ou recuperação total ou parcial em qualquer sistema de processamento de dados e a inclusão de qualquer parte da obra em qualquer programa juscibernético. Essas proibições aplicam-se também às características gráficas da obra e à sua editoração. A violação dos direitos autorais é punível como crime (art. 184 e parágrafos, do Código Penal, conforme Lei nº 10.695, de 07.01.2003) com pena de reclusão, de dois a quatro anos, e multa, conjuntamente com busca e apreensão e indenizações diversas (artigos 102, 103 parágrafo único, 104, 105, 106 e 107 itens 1, 2 e 3 da Lei nº 9.610, de 19.06.1998, Lei dos Direitos Autorais).

Os Autores e a Editora acreditam que todas as informações aqui apresentadas estão corretas e podem ser utilizadas para qualquer fim legal. Entretanto, não existe garantia, explícita ou implícita, de que o uso de tais informações conduzirá sempre ao resultado desejado. Os nomes de sites e empresas, porventura mencionados, foram utilizados apenas para ilustrar os exemplos, não tendo vínculo nenhum com o livro, não garantindo a sua existência nem divulgação. Eventuais erratas estarão disponíveis para download no site da Editora Érica.

Conteúdo adaptado ao Novo Acordo Ortográfico da Língua Portuguesa, em execução desde 1º de janeiro de 2009.

"Algumas imagens utilizadas neste livro foram obtidas a partir do CorelDRAW 12, X3 e X4 e da Coleção do MasterClips/MasterPhotos® da IMSI, 100 Rowland Way, 3rd floor Novato, CA 94945, USA."

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

(Câmara Brasileira do Livro, SP, Brasil)

Albuquerque, Rômulo Oliveira

Utilizando Eletrônica com AO, SCR, TRIAC, UJT, PUT, CI 555, LDR, LED, IGBT e FET de Potência / Rômulo de Oliveira Albuquerque, Antonio Carlos Seabra. -- 1. ed. -- São Paulo: Érica, 2009.

Bibliografia.

ISBN 978-85-365-0246-5

1. Eletrônica 2. Eletrônica - Problemas, exercícios etc. I. Seabra, Antonio Carlos. II. Título.

09-07181

CDD- 621.381

Índices para catálogo sistemático

1. Eletrônica: Engenharia 621.381

Coordenação Editorial:

Rosana Arruda da Silva

Capa:

Maurício S. de França

Editoração e Finalização:

Adriana Aguiar Santoro

Rosana Ap. A. dos Santos

Flávio Eugenio de Lima

Marlene Teresa S. Alves

Carla de Oliveira Moraes

Editora Érica Ltda.

Rua São Gil, 159 - Tatuapé

CEP: 03401-030 - São Paulo - SP

Fone: (11) 2295-3066 - Fax: (11) 2097-4060

www.editoraerica.com.br

Fabricante

Produto: **Micro-Cap9**

Fabricante: **Spectrum Software**

Site: <http://www.spectrum-soft.com>

Endereço:

Spectrum Software

1021 South Wolfe Road - Suite 130
Sunnyvale, CA 94086

Fone: 408-738-4387

Fax: 408-738-4702

Requisitos de Hardware e de Software

Hardware

Processador Pentium® Core 2 Duo

2 GB de memória RAM

80 GB de HD

Modem e acesso à Internet

Monitor de vídeo configurado com no mínimo 800x600 pontos

Software Micro-Cap

Windows 2000, XP® ou Windows Vista®

Micro-Cap9

Observação

Para fazer a simulação dos arquivos disponíveis na Internet é necessário usar o software Micro-Cap9.

O Micro-Cap9 é um simulador de circuitos que pode ser obtido gratuitamente na sua versão Evaluation em <http://www.spectrum-soft.com>. O simulador é limitado a 50 componentes.

O software Micro-Cap9 é de inteira responsabilidade do fabricante.

Sobre o Material Disponível na Internet

O material disponível no site da Editora Érica contém as respostas dos exercícios propostos e simulação de alguns exercícios resolvidos do livro. Para abrir os arquivos disponíveis, é necessário possuir instalado na máquina os softwares Adobe Acrobat Reader 5.0 ou superior e o Micro-Cap9 (da empresa Spectrum Software).

Util_eletronica.exe - 182 KB

Procedimento para Download

Acesse o site da Editora Érica Ltda.: www.editoraerica.com.br. A transferência do arquivo disponível pode ser feita de duas formas:

- **Por meio do módulo pesquisa.** Localize o livro desejado, digitando palavras-chave (nome do livro ou do autor). Aparecem os dados do livro e o arquivo para download. Com um clique o arquivo executável é transferido.
- **Por meio do botão "Download".** Na página principal do site, clique no item "Download". É exibido um campo no qual devem ser digitadas palavras-chave (nome do livro ou do autor). Aparecem o nome do livro e o arquivo para download. Com um clique o arquivo executável é transferido.

Procedimento para Descompactação

Primeiro passo: após ter transferido o arquivo, verifique o diretório em que se encontra e dê um duplo-clique nele. Aparece uma tela do programa WINZIP SELF-EXTRACTOR que conduz ao processo de descompactação. Abaixo do Unzip To Folder há um campo que indica o destino do arquivo que será copiado para o disco rígido do seu computador.

C:\Utilizando_eletronica

Segundo passo: prossiga a instalação, clicando no botão Unzip, o qual se encarrega de descompactar o arquivo. Logo abaixo dessa tela aparece a barra de status que monitora o processo para que você acompanhe. Após o término, outra tela de informação surge, indicando que o arquivo foi descompactado com sucesso e está no diretório criado. Para sair dessa tela, clique no botão OK. Para finalizar o programa WINZIP SELF-EXTRACTOR, clique no botão Close.

Dedicatória

Ao meu querido neto Jonas, alegria da minha vida.

Rômulo Oliveira Albuquerque

À minha querida filha Bárbara.

Antonio Carlos Seabra

*Vou te ensinar, dizeis, vou te mostrar
o caminho que deves seguir;
vou te instruir, fitando em
ti os meus olhos.*

Sl. 31,8

Agradecimentos

A todos aqueles que colaboraram de forma direta ou indireta para que esta obra pudesse ser finalizada.

Sumário

Capítulo 1 - Amplificador Operacional	15
1.1. Introdução	15
1.2. Amplificador Operacional em Malha Aberta	17
1.3. Circuitos Básicos	18
1.3.1. Amplificador Inversor	18
1.3.2. Amplificador Não Inversor	22
1.3.3. Buffer	23
1.4. Saída de Potência.....	26
1.5. Características de um Amplificador Operacional Real	32
1.5.1. Ganho de Tensão e Largura de Faixa	32
1.5.2. Slew Rate (Taxa de Inclinação)	35
1.5.3. Tensão de Offset de Saída	37
1.5.3.1. Tensão de Offset de Entrada (V_{io})	37
1.5.3.2. Corrente de Polarização de Entrada (I_p)	38
1.5.3.3. Corrente de Offset de Entrada (I_{io})	39
1.5.3.4. O Ajuste da Tensão de Offset de Saída	39
1.5.4. Curva Característica de Transferência.....	40
1.5.4.1. Encapsulamento e Características	41
1.6. Aplicações Lineares.....	43
1.6.1. Amplificador Somador Inversor.....	44
1.6.2. Amplificador Somador Não Inversor.....	45
1.6.3. Amplificador Subtrator - Amplificador Diferencial	46
1.6.4. Amplificador Diferencial de Instrumentação.....	48
1.6.5. Operação com Fonte Simples	59
1.6.5.1. Amplificador Inversor	59
1.6.5.2. Amplificador Não Inversor	64

1.6.6. Integrador	66
1.6.7. Diferenciador.....	70
1.6.8. Conversores Digitais.....	73
1.6.8.1. Conversor Digital em Analógico a Resistor Ponderado ...	73
1.6.8.2. Conversor Digital em Analógico R/2R	76
1.6.8.3. Conversor Analógico em Digital	78
1.6.9. Filtros	79
1.6.9.1. Filtro Passa-Baixas de Um Polo	80
1.6.9.2. Filtro Passa-Baixas de Dois Polos.....	83
1.6.9.3. Filtro Passa-Altas de Um Polo.....	84
1.6.9.4. Filtro Passa-Altas de Dois Polos	85
1.7. Aplicações Não Lineares	86
1.7.1. Comparador de Zero Não Inversor	87
1.7.2. Comparador de Zero Inversor	88
1.7.3. Comparador de Zero Inversor com Histerese.....	89
1.7.4. Comparador de Nível	91
1.7.5. Monoestável	93
1.7.6. Astável	96
1.7.7. Comparador de Janela	99
Capítulo 2 - Circuito Integrado 555.....	103
2.1. Introdução	103
2.2. Operação como Astável	105
2.3. Operação como Monoestável	109
2.3.1. Temporizador	111
2.3.2. Divisor de Frequências.....	112
2.3.3 Disparo pela Borda - Cadeia de Monoestáveis	114
2.4. Operação como Schmitt Trigger	116

Capítulo 3 - Transistor Unijunção	119
3.1. Oscilador de Relaxação.....	121
3.2. Gerador de Dente de Serra	123
Capítulo 4 - Tiristores	129
4.1. Díodo de Quatro Camadas Unilateral	129
4.2. O Retificador Controlado de Silício (SCR).....	131
4.2.1. As Regiões de Operação	132
4.2.2. Exemplo de SCR Comercial	134
4.2.3. Disparo CC e Carga CC.....	135
4.2.4. Disparo por CC com Carga CA	136
4.2.5. Disparo CA - Carga CA - Retificador Controlado Meia Onda....	137
4.2.5.1.Tensão Média na Carga (V_{DC})	138
4.2.5.2. Tensão Eficaz (V_{RMS})	138
4.2.6. Retificador Controlado de Onda Completa em Ponte.....	139
4.2.7. Circuitos de Disparo em CA	140
4.2.8. O Disparo por Pulso	145
4.2.9. O Transformador de Pulses	147
4.3. DIAC e TRIAC	149
4.3.1. O DIAC	149
4.3.2. O TRIAC	150
4.3.3. Aplicações de TRIAC e DIAC	154
4.4. Transistor Unijunção Programável (PUT).....	158
4.4.1. Oscilador de Relaxação	160
Capítulo 5 - Dispositivos Optoeletrônicos	163
5.1. LDR (Light Dependent Resistor)	163
5.2. Díodo Emissor de Luz (LED).....	164
5.3. Fotodíodo.....	167

5.4. Fototransistor	169
5.5. Acoplador Óptico	171
5.5.1. Introdução	171
5.5.2. Comutadores e Refletores Ópticos.....	176
Capítulo 6 - Novos Dispositivos de Potência (GTO, PowerFET e IGBT)	179
6.1. GTO - Tiristor de Desligamento pela Porta	179
6.1.1. Exemplo de GTO Comercial	181
6.1.2. Circuitos de Proteção para GTOs	182
6.1.3. Circuito de Disparo para GTOs	185
6.2. IGBT - Transistores Bipolares com Porta Isolada	187
6.2.1. Exemplo de IGBT Comercial.....	190
6.2.2. Circuito de Disparo para IGBTs.....	191
6.3. PowerFET - Transistores de Efeito de Campo de Potência	193
6.3.1. Operação em Paralelo	196
6.3.2. Uso de FETs de Potência em Amplificadores Classe D	196
6.4. Escolha do Dispositivo de Potência para o seu Projeto	199
Bibliografia	201
Índice Remissivo	203

Prefácio

Este livro baseia-se em experiências pessoais do professor Rômulo Oliveira Albuquerque, desenvolvidas ao longo de 30 anos lecionando na ETE Lauro Gomes, de São Bernardo do Campo, cinco anos na Fatec de São Bernardo do Campo e 25 anos no Centro Universitário de Santo André, e na experiência do professor Antonio Carlos Seabra, desenvolvidas ao longo de 20 anos lecionando na Escola Politécnica da USP.

O seu conteúdo é direcionado a cursos técnicos, tecnológicos e de engenharia nas áreas de automação industrial, eletroeletrônica, mecatrônica e eletromecânica.

Mantendo a mesma estrutura de livros anteriores, os autores são extremamente didáticos nas explanações e desta vez também contemplam o Exame Nacional de Desempenho de Estudantes (ENADE), com exercícios semelhantes aos propostos no exame para que o aluno verifique seu conhecimento sobre o tema.

O conteúdo consiste em seis capítulos. O capítulo 1 estuda o amplificador operacional, com aplicações lineares e não lineares, o capítulo 2 trata do CI 555 e suas aplicações, como astável, monoestável e Schmitt trigger. O capítulo 3 trata do transistor unijunção, o 4 estuda os tiristores e suas aplicações, o 5 destaca os dispositivos optoeletrônicos e o capítulo 6, os novos dispositivos de chaveamento de potência (IGBTs e FETs).

Possui exercícios e exemplos práticos para facilitar o estudo.

Os autores

Sobre os Autores

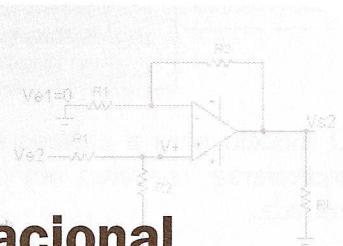
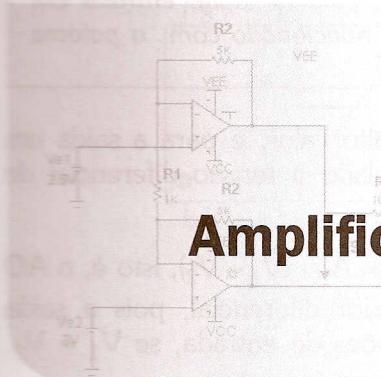
Rômulo Oliveira Albuquerque é graduado em engenharia elétrica pela Escola de Engenharia Mauá, fez mestrado na EPUSP onde foi aluno do professor Seabra. Atualmente é diretor da FATEC (Faculdade de Tecnologia) de São Bernardo do Campo onde implantou o curso de Automação Industrial, até então inédito no CPS (Centro Paula Souza) que congrega as ETECs (Escola Técnica Estadual) e FATECs do Estado de São Paulo. É autor dos livros Análise de Circuitos em Corrente Contínua e Análise de Circuitos em Corrente Alternada.

romulo.oliveira@gmail.com/roa2@ig.com.br

Site: www.eletronica24h.com.br

Antonio Carlos Seabra formou-se técnico em eletrônica em 1979 pela Escola Técnica Industrial Lauro Gomes onde foi aluno do professor Rômulo. Graduou-se em Engenharia Elétrica pela Escola Politécnica da USP em 1984. Terminou o mestrado em engenharia elétrica em 1989. Em 1997, concluiu o doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade de São Paulo. Atualmente é professor doutor com livre docência na Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

acseabra@lsi.usp.br



Amplificador Operacional

1.1. Introdução

O amplificador operacional (AO) é um dispositivo em circuito integrado (CI) que tem grandes aplicações em todas as áreas da eletrônica (filtros, aplicações lineares, aplicações não lineares, áudio, controle, operações aritméticas etc.). Como o circuito interno é muito complexo, toda a análise é feita considerando o modelo (circuito equivalente) da Figura 1.1b, que é adequado para a maioria das aplicações. A Figura 1.1a mostra o símbolo do AO e a Figura 1.1b, o circuito equivalente simplificado.

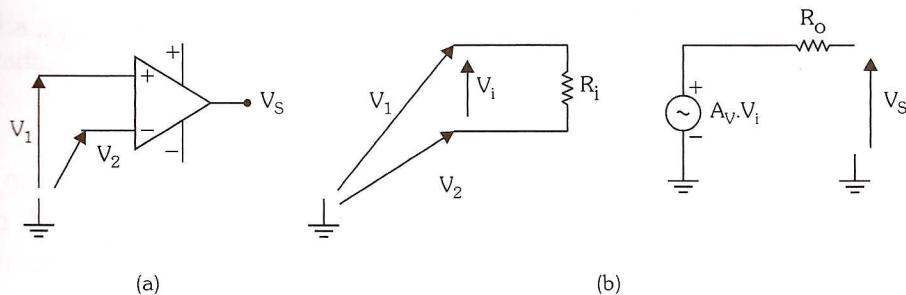


Figura 1.1: Amplificador operacional - (a) símbolo, (b) circuito equivalente.

Na Figura 1.1 V_1 é a tensão aplicada na entrada não inversora e V_2 a tensão aplicada na entrada inversora.

- $V_i = V_1 - V_2$ é o sinal erro ou sinal diferença
- R_i é a resistência de entrada sem realimentação
- R_o é a resistência de saída sem realimentação
- A_v é o ganho de tensão em malha aberta (ganho sem realimentação)

Observação

O índice **i** está relacionado com a palavra input, entrada em inglês, assim como o índice **o** está relacionado com a palavra output, saída em inglês.

O modelo para a entrada é uma resistência de alto valor, e para a saída um equivalente Thevenin em que o gerador é vinculado à tensão diferencial de entrada.

Sem nenhuma carga ligada na saída, $V_S = A_V \cdot V_i = A_V \cdot (V_1 - V_2)$, isto é, o AO pode ser considerado basicamente um amplificador diferencial, pois a saída responde somente à diferença entre as duas tensões de entrada, se $V_1 = V_2$, então $V_S = 0$.

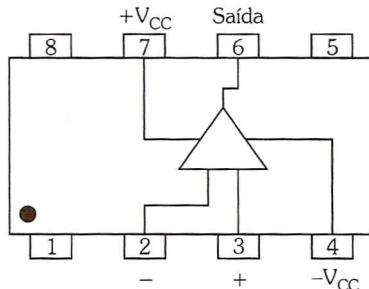
Um AO idealmente deveria ter as seguintes características:

- a) Resistência de entrada infinita
- b) Resistência de saída nula
- c) Ganho de tensão em malha aberta infinito
- d) Largura de faixa infinita
- e) Ausência de offset na saída ($V_S = 0$ se $V_1 = V_2$)
- f) Slew rate infinito

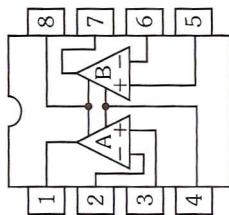
Na prática, considerando o AO 741, os valores valem aproximadamente:

- a) $R_o = 75\Omega$
- b) $R_i = 1M\Omega$
- c) $A_V = 100.000$
- d) $L_F = 8\text{Hz}$
- e) $V_{io} = 2\text{mV}$
- f) $S_R = 0,7\text{V}/\mu\text{s}$

Existem vários tipos de amplificador operacional, um para cada tipo de aplicação. O mais simples e mais conhecido é o 741, que pode ter dois tipos de encapsulamento, o DIP (Dual In Line Package) e o TO-99, sendo o DIP de oito pinos o mais usual. Para maiores detalhes é aconselhável consultar o manual. A Figura 1.2 mostra dois CIs em encapsulamento DIP, o 741 e o MC 1458, o qual consiste em um par de 741 encapsulado em um mesmo chip.



(a)



(b)

Figura 1.2: Encapsulamento Dual In Line (DIP) (a) 741, (b) 1458.

1.2. Amplificador Operacional em Malha Aberta

Malha aberta significa que não existe realimentação (saída conectada a uma das entradas). Nessa condição a tensão na saída é dada por:

$$V_S = A_V \cdot (V_+ - V_-)$$

Em que A_V é o ganho em malha aberta, sendo tipicamente igual a 100.000 no caso do 741, V_+ a tensão na entrada não inversora e V_- a tensão na entrada inversora.

Desta forma, se na Figura 1.3a na entrada não inversora a tensão é 3V, na entrada inversora é 0V e considerando um ganho de 100.000, a saída será:

$$V_S = 100.000 \cdot (3 - 0) = 300.000V!! \text{ Impossível!!!!}$$

Obviamente que não será essa a saída, pois a máxima tensão está limitada à alimentação. Nessas condições dizemos que a saída satura. Se a alimentação simétrica for $\pm 12V$, a saída será aproximadamente +12V.

- Pinagem do 741**
1. Ajuste de offset
 2. Entrada inversora
 3. Entrada não inversora
 4. -V_{CC}
 5. Ajuste de offset
 6. Saída
 7. + V_{CC}
 8. NC (não conectado)

- Pinagem do 1458**

1. Saída AO A
2. Entrada inversora AO A
3. Entrada não inversora AO A
4. -V_{CC} AO A e B
5. Entrada não inversora
6. Entrada inversora AO B
7. + V_{CC} AO A e B

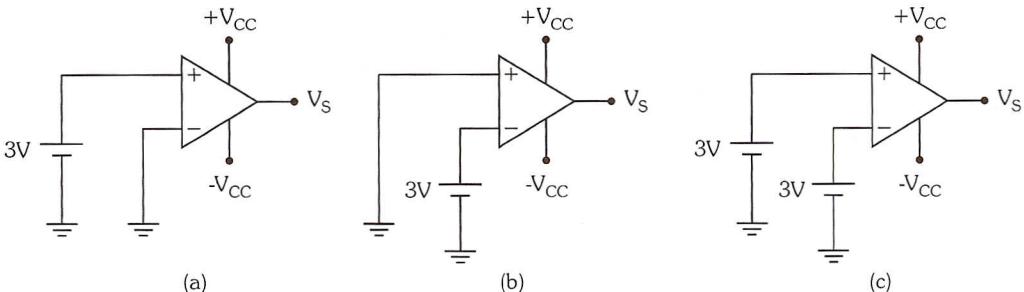


Figura 1.3: Amplificador operacional em malha aberta.

No outro caso, Figura 1.3b, $V_+ = 0$ e $V_- = 3V$, a saída também satura, porém negativamente, em aproximadamente $-12V$. No terceiro caso, Figura 1.3c, teoricamente a saída deveria ser nula, mas devido às imperfeições do circuito interno, a saída na prática será diferente de zero.

1.3. Circuitos Básicos

Os circuitos estudados a seguir são considerados básicos, pois deles deriva a maioria das outras aplicações. Em todos esses circuitos existe realimentação negativa (saída conectada à entrada inversora) que estabiliza o ganho. Essa realimentação é feita através de uma rede de resistores (em geral dois).

1.3.1. Amplificador Inversor

A Figura 1.4 mostra o circuito básico de um amplificador inversor no qual a realimentação é obtida pelas resistências R_2 e R_1 . Na Figura 1.4, V_e é a tensão de entrada (contínua ou alternada) e V_S a tensão na saída do circuito.

O ganho de tensão (A_{vf}) é definido como a relação entre a tensão de saída e a de entrada. Como é com realimentação, coloca-se um índice para diferenciar do ganho de malha aberta.

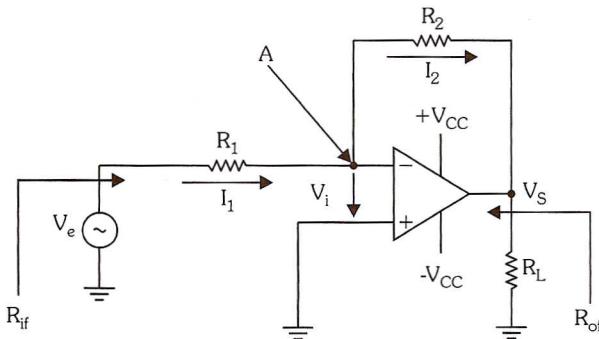


Figura 1.4: Amplificador inversor.

Para a dedução das expressões do ganho vamos considerar o AO ideal.

1. Se o ganho de malha aberta é infinito, isto é, $A_V = \frac{V_S}{V_i} = \text{infinito}$, então

$V_i = \frac{V_S}{A_V} = 0$, isto é, o ponto A tem o mesmo potencial do terra, mas sem estar ligado fisicamente (dizemos que o ponto A é um terra virtual).

2. Também consideramos que R_i é infinito e em consequência $I_1 = I_2$ (a corrente nas entradas do AO são nulas).

Feitas as considerações relativas à Figura 1.4, obtemos:

$$V_e = R_1 \cdot I_1 \text{ e } V_S = -R_2 \cdot I_2, \text{ portanto } A_{vf} = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2 \cdot I_2}{R_1 \cdot I_1}$$

e como $I_1 = I_2$ concluímos que:

$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1} \text{ ou de outra forma } V_S = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

O sinal negativo indica defasagem de 180° entre V_e e V_S justificando o nome de inversor.

A resistência de entrada com realimentação (R_{if}) do circuito é dada por:

$$R_{if} = R_1$$

Que é a resistência efetivamente "vista" pela fonte V_e .

A resistência de saída com realimentação (R_{of}), que a carga R_L "enxerga" quando olha para o AO, é dada por:

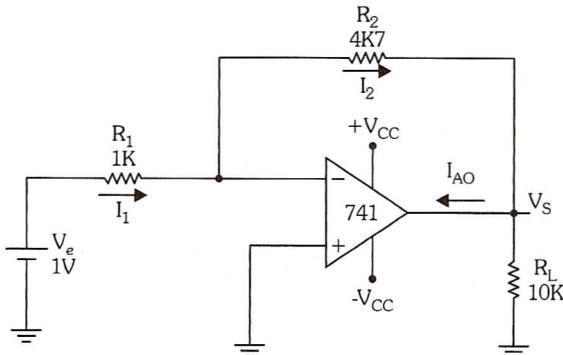
$$R_{of} = \frac{R_o \cdot R_2}{A_V \cdot R_1}$$

Sendo R_o a resistência de saída sem realimentação (malha aberta) e A_V o ganho de tensão em malha aberta.

Que é um valor extremamente baixo.

Exercícios Resolvidos

1. Calcule V_S e a corrente de saída do AO (I_{AO}) no circuito.

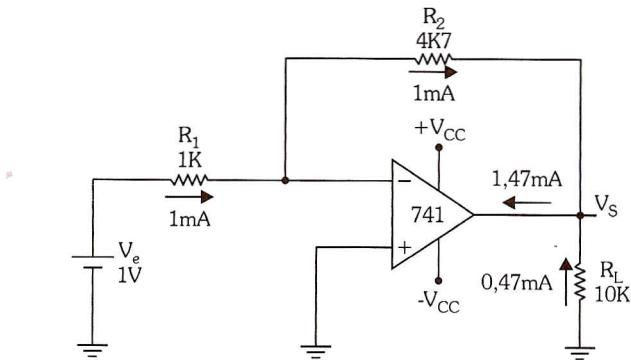


Solução

$$V_e = 1V, I_1 = \frac{1V}{1K} = 1mA = I_2, A_{vf} = -4K7/1K = -4,7$$

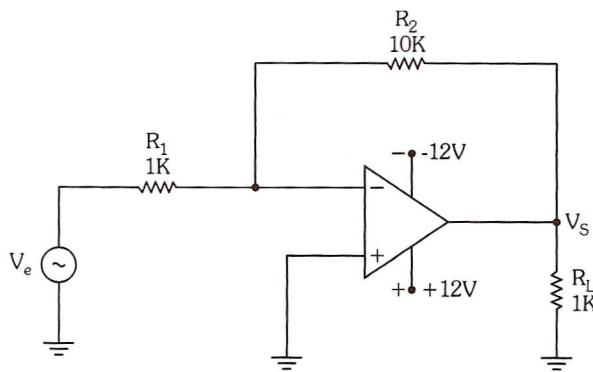
logo $V_S = A_{vf} \cdot V_e = -4,7 \cdot 1V = -4,7V$, isto é, a saída é negativa em relação ao terra, portanto a corrente na carga (10K) valerá $I_L = \frac{4,7V}{10K} = 0,47mA$ orientada de baixo para cima.

Na saída existe um nó com as correntes I_2 e I_L chegando, portanto a corrente na saída do AO (I_{AO}) se afasta do nó entrando no AO.



2. Para o circuito a seguir pedem-se:

- Desenhar os gráficos de V_S x t e V_e x t .
- Desenhar a curva característica de transferência (V_S x V_e) se a tensão de saturação é dada $V_{Sat} = \pm 12V$.

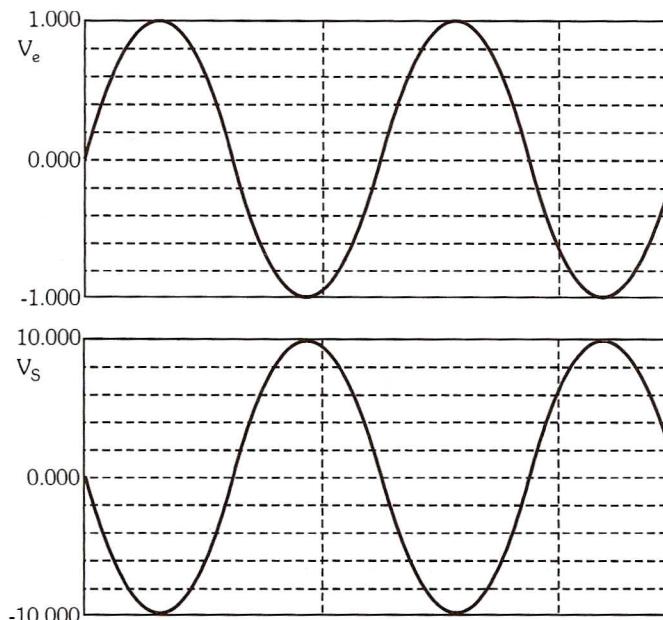


$$V_e = 1 \cdot \operatorname{sen}\omega t(V)$$

Solução

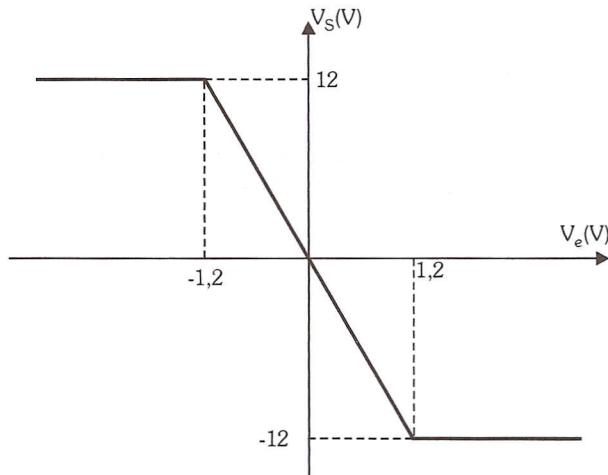
a) $A_{vf} = V_S/V_e = -10$, logo $V_S = -10 \cdot 1 \cdot \operatorname{sen}\omega t = -10 \cdot \operatorname{sen}\omega t(V)$

Formas de onda:



- b) A curva de transferência de qualquer dispositivo relaciona a variável de entrada com a variável de saída. Por exemplo, em um motor a variável de entrada pode ser a tensão no enrolamento e a saída a rotação no eixo. No caso a variável de entrada é uma tensão e a de saída também.

A curva de transferência é basicamente a representação gráfica da equação $V_S = 10 \cdot V_e$ dentro da região linear, isto é, para saturar (atingir 12V na saída), a entrada deve valer $\pm 1,2V$. Matematicamente escrevemos $V_S = -10 \cdot V_e$ é válido para $-1,2V \leq V_e \leq 1,2V$ e a representação gráfica é:



1.3.2. Amplificador Não Inversor

Nesse circuito a tensão de saída estará em fase com a de entrada, Figura 1.5. Como podemos observar, a realimentação continua negativa, mas o sinal a ser amplificado é aplicado na entrada não inversora.

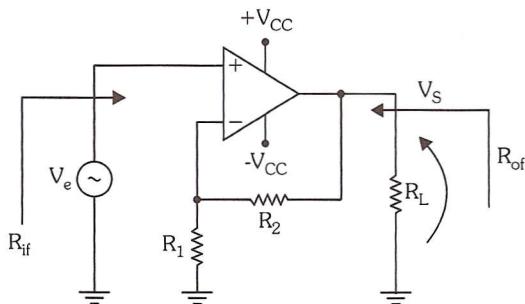


Figura 1.5: Amplificador não inversor.

As mesmas considerações feitas para o amplificador inversor também valem para a obtenção da expressão do ganho com realimentação $A_{vf} = V_S/V_e$ logo podemos escrever:

$$V_e = R_1 \cdot I_1 \quad e \quad V_S = (R_1 + R_2) \cdot I_1$$

O ganho com realimentação será dado por:

$$A_{vf} = V_S/V_e = (R_1 + R_2) \cdot I_1 / R_1 \cdot I_1 = (R_1 + R_2) / R_1 \quad \text{ou}$$

$$A_{vf} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{ou} \quad V_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_e$$

O ganho positivo significa que a tensão de saída está em fase com a de entrada.

A resistência de entrada com realimentação (R_{if}) do circuito é muito alta, sendo dada por:

$$R_{if} = \frac{R_i \cdot A_v}{A_{vf}}$$

E a resistência de saída (R_{of}) é muito baixa, sendo dada por $R_{of} = R_o \cdot \frac{A_{vf}}{A_v}$.

1.3.3. Buffer

Um circuito derivado do amplificador não inversor é o buffer ou seguidor de tensão, o qual é obtido a partir da Figura 1.5, fazendo $R_1 = \infty$ (circuito aberto) e $R_2 = 0$ (curto-circuito), resultando o circuito da Figura 1.6.

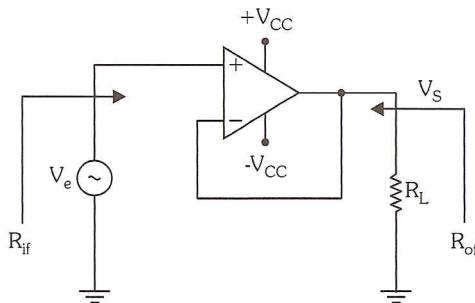


Figura 1.6: Seguidor de tensão (buffer).

Esse circuito é caracterizado por ter ganho de tensão igual a 1.

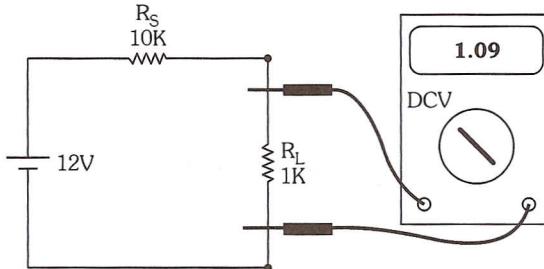
$$A_{vf} = \frac{V_S}{V_e} = 1 \quad \text{ou} \quad V_S = V_e$$

Altíssima resistência de entrada (R_{if})

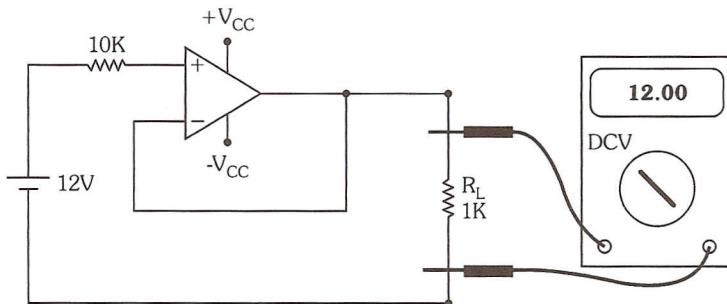
$$R_{if} = R_i \cdot A_v$$

e baixíssima resistência de saída, sendo calculada por $R_{of} = \frac{R_o}{A_v}$.

A principal aplicação de um circuito buffer é isolar um circuito que tem alta resistência de saída de uma carga de baixo valor. Veja os exemplos seguintes em que se deseja ligar uma carga de 1K a um circuito com impedância de saída (R_S) de 10K. Se a carga for ligada diretamente ao circuito, a tensão na carga será reduzida.

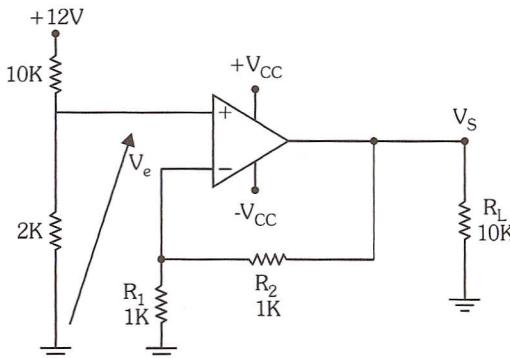


A tensão na carga será de aproximadamente 1V. Para obter 12V na carga, deve ser inserido um buffer entre a carga e a saída do circuito.



Exercícios Resolvidos

- Determinar V_S no circuito.



Solução

A tensão de entrada do circuito é $V_e = \frac{2K \cdot 12V}{2K + 10K} = 2V$

como o ganho $(1+R_2/R_1)$ é igual a 2, a saída será igual a $V_S = 2 \cdot 2V = 4V$

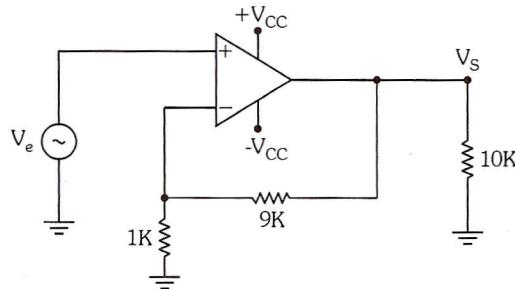
2. Qual a máxima amplitude que pode ter a tensão de entrada V_e no circuito a seguir para que a saída não sature, distorcendo a senoide de saída?

Dado: $V_{Sat} = \pm 10V$

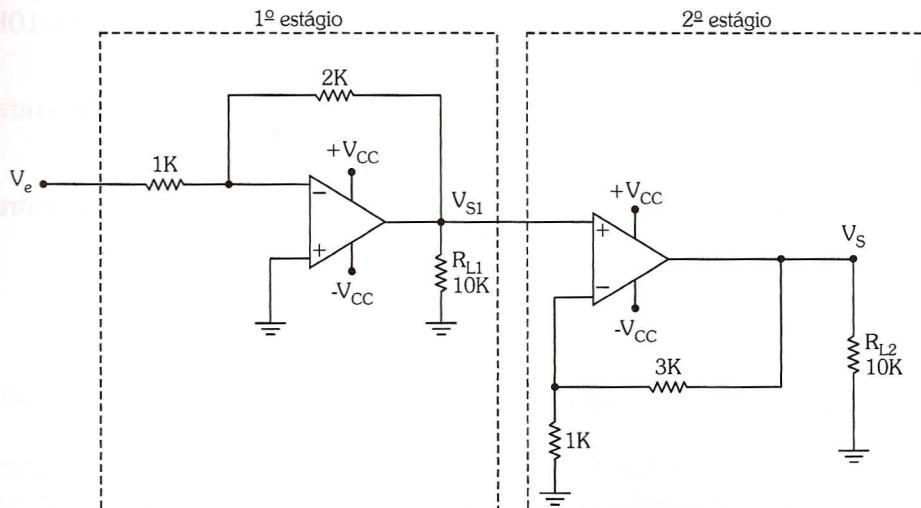
Solução

A máxima amplitude de saída é 10V. Como o ganho é $A_{vf} = 1 + 9K/1K = 10$, a máxima amplitude da entrada será:

$$V_{emáx} = V_{Smáx}/10 = 10V/10 = 1V$$



3. Qual valor de V_e que resulta numa saída (V_S) igual a 8V no circuito?



Solução

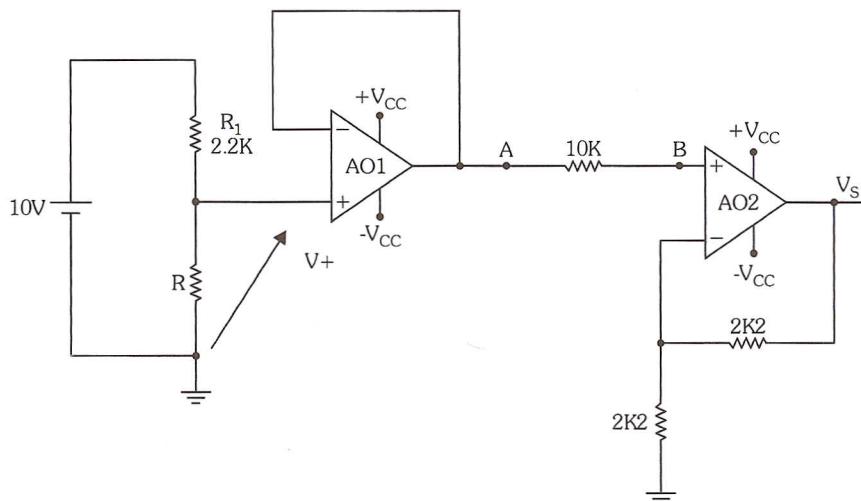
O ganho do 2º estágio é $A_{vf2} = 4$, logo a tensão de entrada do 2º estágio será:

$$V_{e2} = V_S / A_{vf2} = 8V / 4 = 2V \text{ que é a tensão de saída do primeiro estágio } (V_{S1}).$$

Como o ganho do 1º estágio é $A_{vf1} = -2$ e a tensão de saída do 1º estágio é conhecida, a tensão de entrada valerá:

$$V_e = V_{S1} = 2V / -2 = -1V.$$

4. Qual o valor de R para que $V_S = 6V$?



Solução

A tensão no ponto A é igual à tensão no ponto B (a corrente através do 10K é nula).

Como o ganho do segundo AO vale 2, com $V_S = 6V$ a tensão na entrada (ponto B) será igual a $V_B = 6V / 2 = 3V$.

O 1º AO é um buffer, a sua tensão de saída (V_A) é igual à tensão de entrada (V_+), portanto:

$$V_+ = R \cdot 10V / (R + 2200) = 3V \Rightarrow R = 943 \text{ ohms}$$

1.4. Saída de Potência

A máxima corrente de saída de um AO (no caso do 741) é aproximadamente 20mA. Quando a carga solicitar uma corrente maior, é necessário colocar entre a carga e o AO um reforçador de corrente que é em geral um transistor na

configuração coletor comum. A Figura 1.7a é um circuito não inversor com saída de potência somente para tensão de entrada CC positiva. O circuito da Figura 1.7b tem reforço de corrente e permite que a entrada seja alternada (no semiciclo positivo conduz TR_1 e no semiciclo negativo conduz TR_2).

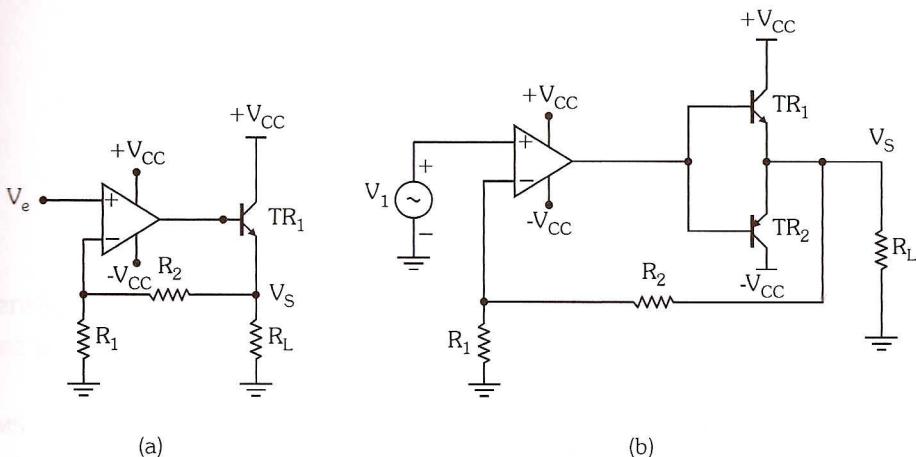
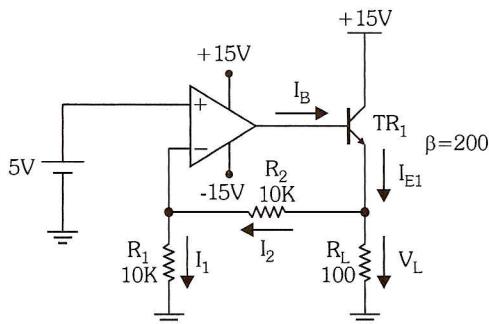


Figura 1.7: Amplificador não inversor com saída de potência (a) entrada CC, (b) entrada CA.

Exercícios Resolvidos

- 1.** No circuito calcular:

 - a) Corrente na carga;
 - b) Corrente na saída do AO;
 - c) Potência dissipada na carga. Dado: $\beta = 200$.



Solução

$$a) \quad I_1 = V_{R1}/R_1 = 5V/10K = 0,5mA = I_2 \Rightarrow V_{R2} = 10K \cdot 0,5mA = 5V$$

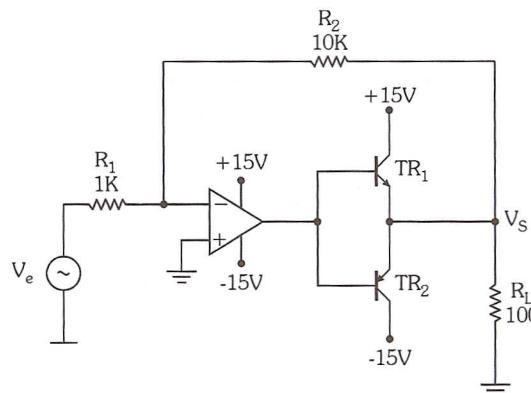
como $V_L = V_{R1} + V_{R2} = 5 + 5 = 10V \Rightarrow I_L = 10V/100\Omega = 0,1A = 100mA.$

b) $I_E = I_2 + I_L = 0,5 + 100 = 100,5\text{mA} \approx I_C$

$$I_{AO} = I_B = I_C/\beta = 100,5\text{mA}/200 \approx 0,5\text{mA}.$$

c) $P_{DRL} = V_L \cdot I_L = 10\text{V} \cdot 0,1 \text{ A} = 1\text{W}$ a potência dissipada no transistor é calculada por $P_{DTR} = V_{CE} \cdot I_C = 5\text{V} \cdot 0,1 \text{ A} = 0,5\text{W}$.

2. Calcule a potência dissipada na carga R_L (10 ohms) no circuito.



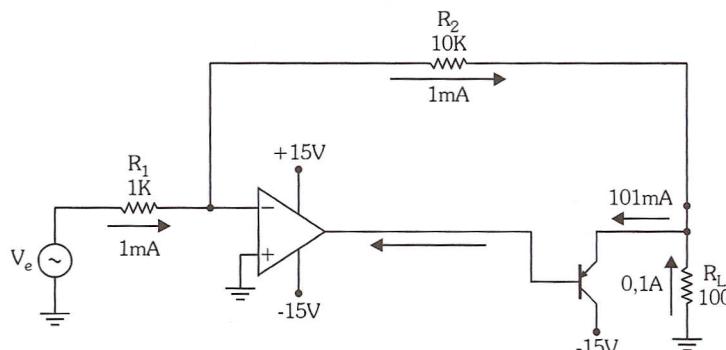
$$V_e = 1\text{sen}\omega t(\text{V})$$

Solução

No semiciclo positivo conduz TR_2 e TR_1 corta, e considerando o valor de pico da entrada (1V), a corrente em 1K e em 10K será $I = 1\text{V}/1\text{K} = 1\text{mA}$, resultando uma tensão na carga de $V_S = A_{vf} \cdot V_e = (-10) \cdot 1\text{V} = -10\text{V}$ de forma que a corrente na carga será igual a $I_L = 10\text{V}/100\Omega = -0,1 \text{ A}$ (para cima).

No semiciclo negativo as correntes invertem de sentido e agora quem conduz é TR_1 , e TR_2 corta.

■ **V_e :** Semiciclo positivo

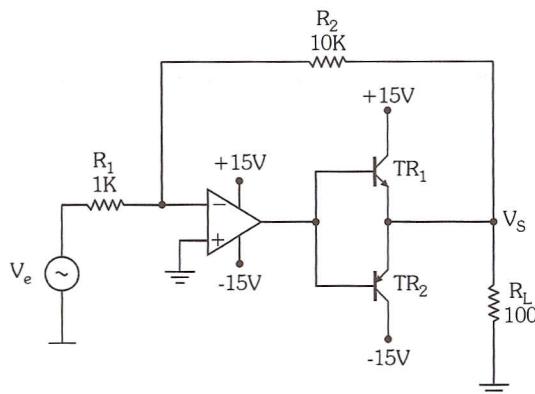


b) $I_E = I_2 + I_L = 0,5 + 100 = 100,5\text{mA} \approx I_C$

$$I_{AO} = I_B = I_C/\beta = 100,5\text{mA}/200 \approx 0,5\text{mA}$$

c) $P_{DRL} = V_L \cdot I_L = 10V \cdot 0,1 \text{ A} = 1\text{W}$ a potência dissipada no transistor é calculada por $P_{DTR} = V_{CE} \cdot I_C = 5V \cdot 0,1 \text{ A} = 0,5\text{W}$.

2. Calcule a potência dissipada na carga R_L (10 ohms) no circuito.



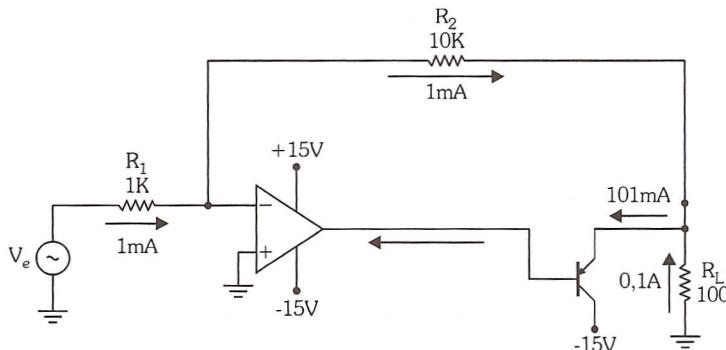
$$V_e = 1\text{sen}\omega t(V)$$

Solução

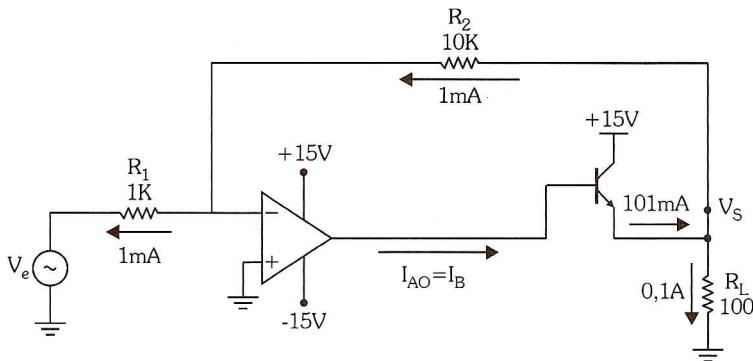
No semiciclo positivo conduz TR_2 e TR_1 corta, e considerando o valor de pico da entrada (1V), a corrente em 1K e em 10K será $I = 1V/1K = 1\text{mA}$, resultando uma tensão na carga de $V_S = A_{vf} \cdot V_e = (-10) \cdot 1V = -10V$ de forma que a corrente na carga será igual a $I_L = 10V/100\Omega = -0,1 \text{ A}$ (para cima).

No semiciclo negativo as correntes invertem de sentido e agora quem conduz é TR_1 , e TR_2 corta.

- V_e : Semiciclo positivo



■ **V_e :** Semiciclo negativo



A tensão de pico na carga é $V_P = 10V$. Como é uma tensão senoidal, o seu valor eficaz é:

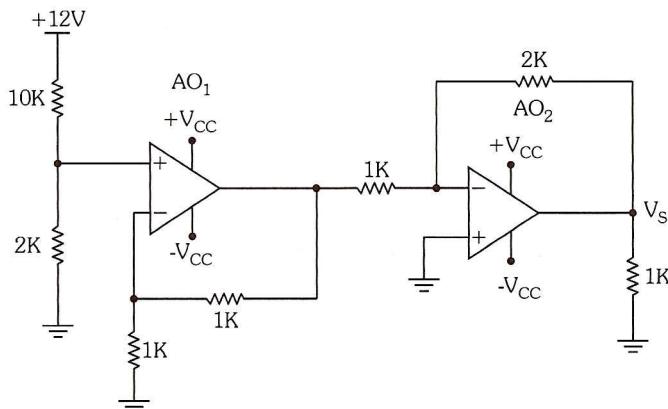
$$V_{RMS} = \frac{V_{Pico}}{\sqrt{2}} = \frac{10V}{\sqrt{2}} = 7,07V$$

Portanto, a potência dissipada na carga será:

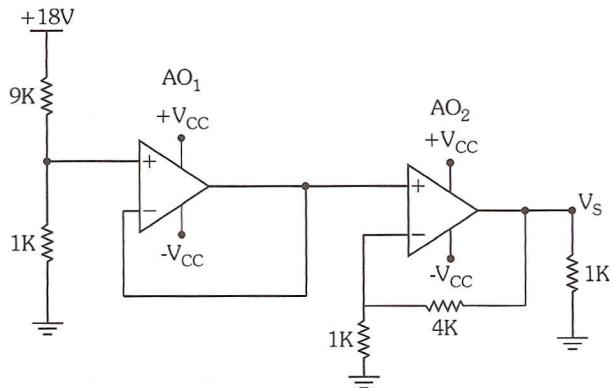
$$P_D = \frac{V_{RMS}^2}{100} = \frac{(7,07)^2}{100} 0,5W$$

Exercícios Propostos

1. Calcular a tensão da saída (V_S) em cada caso.

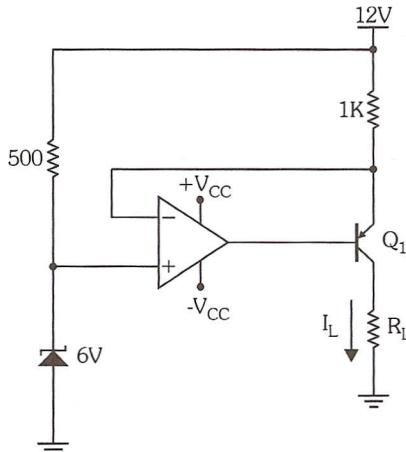


(a)

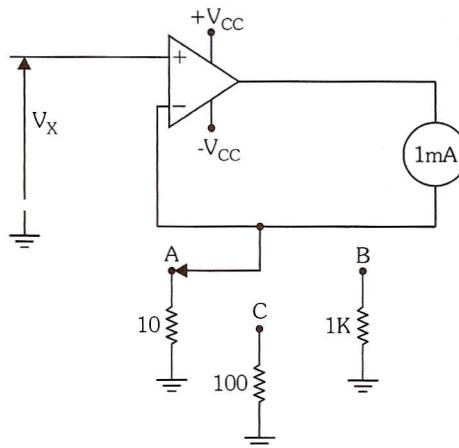


(b)

2. Calcule a corrente na saída de cada AO no exercício 1.
3. O circuito a seguir funciona como uma fonte de corrente constante (mesmo que a carga mude de valor, o valor da corrente não muda). Pede-se:
 - a) Valor da corrente na carga (I_L), considerando uma carga de 500 ohms.
 - b) Quais os limites que pode ter R_L , na prática, para que o circuito possa funcionar como fonte de corrente?



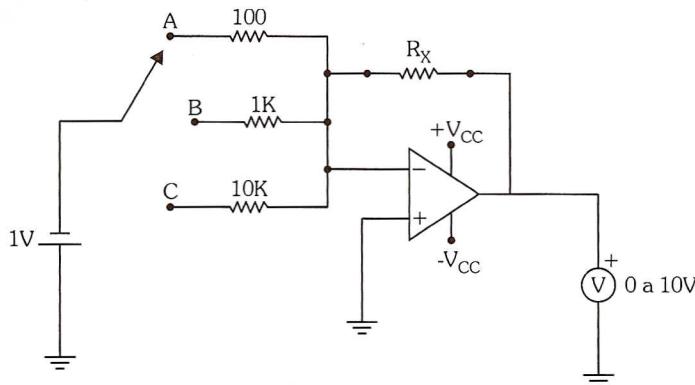
4. O circuito é um voltímetro de precisão. Qual o fim de escala para cada posição da chave?



Observação

Os resistores são de precisão.

5. O circuito é um ohmímetro de precisão e linear. Quais limites de resistência podem ser medidos (fim de escala) em cada posição da chave?



Observação

Os resistores (100Ω , $1K$, $10K$) são de precisão e o voltímetro na saída tem 10V de fim de escala.

1.5. Características de um Amplificador Operacional Real

1.5.1. Ganho de Tensão e Largura de Faixa

Na prática o ganho de tensão e a largura de faixa não são infinitos. O ganho de tensão diminui com o aumento da frequência. A Figura 1.8 mostra a curva de resposta em frequência em malha aberta de um AO típico.

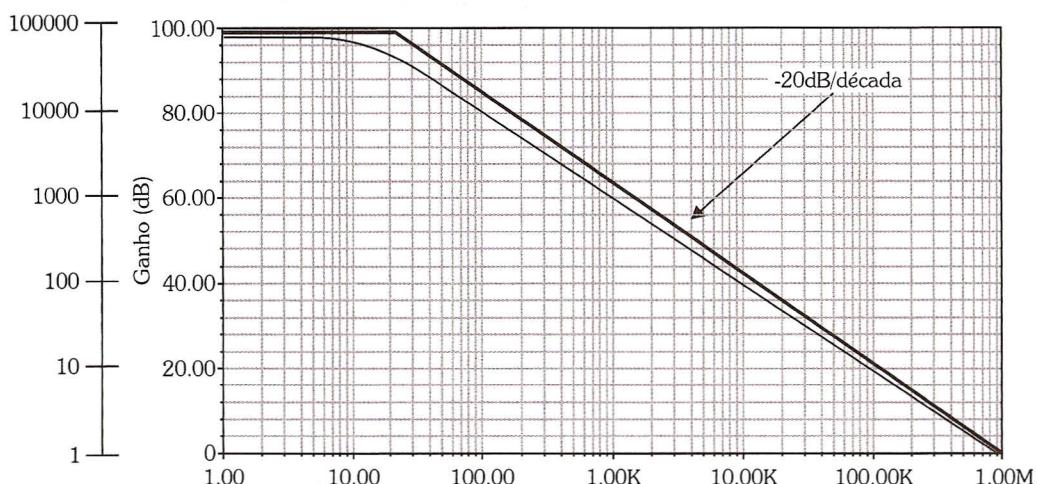


Figura 1.8: Curva de resposta em frequência em malha aberta.

No gráfico da Figura 1.8 existem duas escalas, sendo uma em dB e a outra relacionando a tensão de saída e a entrada (V_S/V_e), existindo uma relação entre elas dada por:

$$\text{Ganho(dB)} = 20 \cdot \log V_S/V_e$$

Se a relação entre entrada e saída valer 10, o ganho especificado em dB valerá 20dB.

$$\text{Ganho(dB)} = 20 \cdot \log(10) = 20\text{dB}$$

Observar que a escala em dB é linear, isto é, entre 0dB e 20dB, no meio, vale 10dB, mas entre 1 e 10 no meio não vale 5,5, é preciso calcular, isto é, fazemos a operação inversa:

$$10 = 20 \cdot \log V_S/V_e \text{ daí obtemos } V_S/V_e = 3,16$$

O gráfico da Figura 1.8 fornece o ganho em malha aberta em CC que no caso vale 100.000 (100dB), ficando aproximadamente constante até 10Hz. Acima de 10Hz o ganho diminui à taxa de 20dB por década, isto é, o ganho é atenuado dez vezes (20dB) cada vez que a frequência é multiplicada por 10.

Outro parâmetro importante de um AO é a frequência de ganho unitário (f_u). Nessa frequência o ganho de malha aberta torna-se igual a 1, por exemplo, no gráfico da Figura 1.8: $f_u = 1\text{MHz}$.

Outro parâmetro importante é o produto ganho x largura de faixa (GxLF) que para qualquer amplificador é uma constante:

$GxLF = \text{constante}$, isto é, se o ganho aumentar, a LF (largura de faixa) diminui ou vice-versa.

A LF de um amplificador é definida como sendo:

$$LF = f_{cs} - f_{ci}$$

- f_{cs} : frequência de corte superior
- f_{ci} : frequência de corte inferior

A Figura 1.9 mostra uma curva de resposta em frequência de um amplificador genérico o qual tem frequência de corte inferior e frequência de corte superior.

No caso de um AO como a $f_{ci} = 0$ (o AO amplifica tensões CC, pois não tem capacitores de acoplamento entre os estágios), então:

$$LF = f_{cs} - f_{ci} = f_{cs}$$

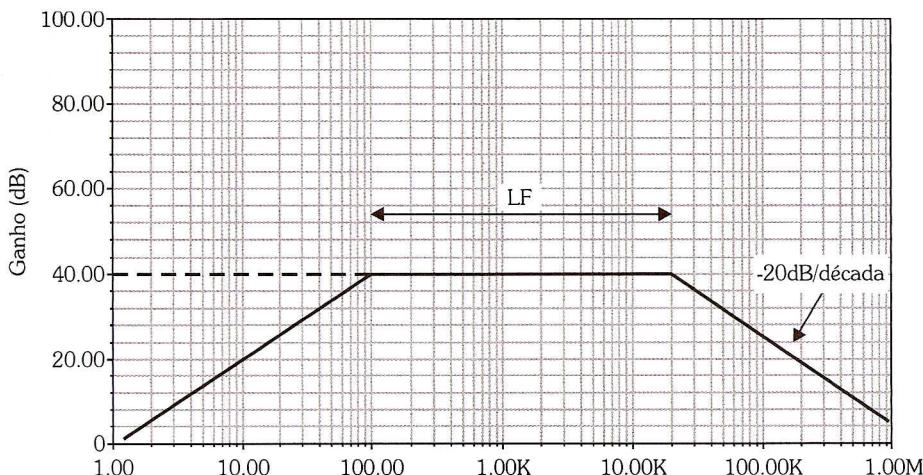


Figura 1.9: Curva de resposta em frequência de um amplificador genérico.

Para o AO cuja curva de resposta em frequência em malha aberta é especificada na Figura 1.9, temos:

Em malha aberta:

$$LF = f_{cs} - f_{ci} = 10 - 0 = 10\text{Hz}$$

$$\text{Ganho} = 100.000$$

Logo $GxLF = 100.000 \cdot 10\text{Hz} = 10^6 \text{ Hz} = 1\text{MHz} = f_u$ = frequência de ganho unitário.

Vamos supor que esse AO é usado em um amplificador de ganho de malha fechada igual a 10. O que acontecerá com a LF desse amplificador realimentado?

Como o produto $GxLF$ é uma constante e vale 1MHz para o AO usado, então a nova LF será igual a:

$$LF = \frac{10^6}{10} = 100.000$$

Isto é, o ganho diminuiu, mas para manter o produto $GxLF$ constante, a LF aumentou na mesma proporção. Observar que o produto $GxLF = f_u$ é um dado de manual.

A Figura 1.10 mostra a curva de resposta do amplificador realimentado e em malha aberta, mostrando a largura de faixa que é a região do patamar.

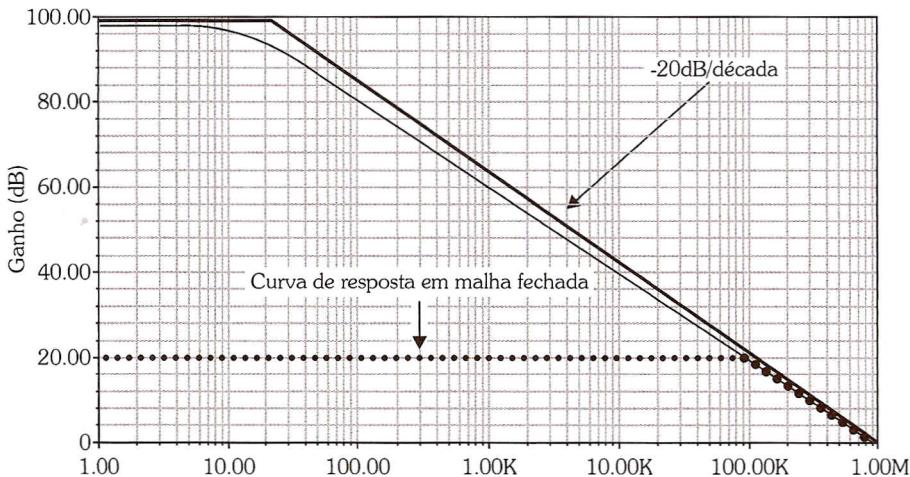


Figura 1.10: Curva de resposta em frequência em malha fechada.

Observar que, aplicada a realimentação negativa, o ganho diminui, mas a largura de faixa aumenta na mesma proporção.

1.5.2. Slew Rate (Taxa de Inclinação)

Para compreendermos o significado de slew rate (SR), consideremos o buffer da Figura 1.11a alimentado pelos pulsos da Figura 1.11b. A tensão de saída teórica e a que realmente se obtém estão indicadas nas Figuras 1.11c e 1.11d respectivamente.

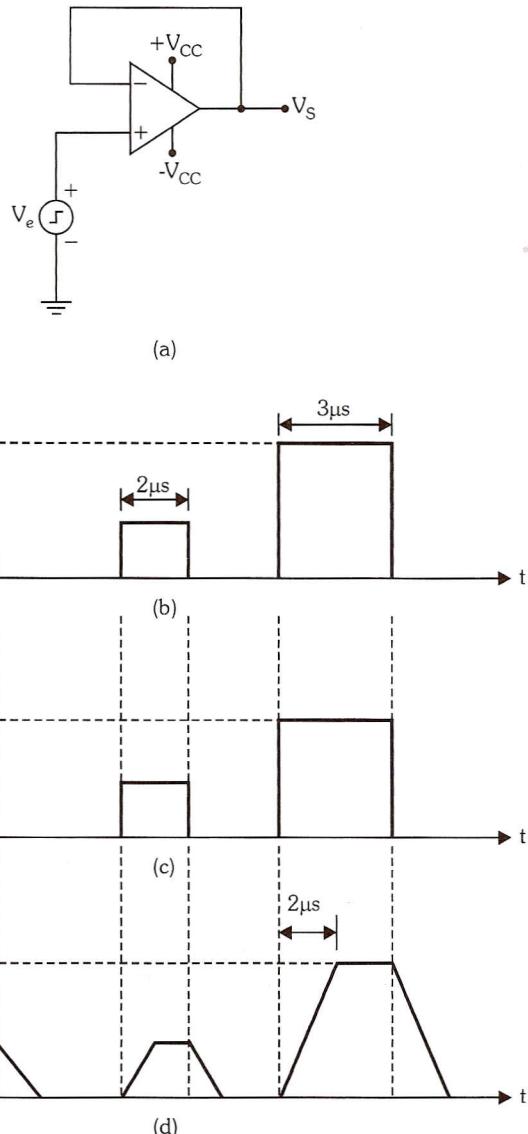


Figura 1.11: Buffer - resposta a um pulso de entrada
 (a) circuito, (b) entradas, (c) saída ideal, (d) saída real.

O slew rate (SL) ou taxa de inclinação é a máxima taxa de variação (derivada) da tensão de saída com o tempo, isto é, $SR = \Delta V_S / \Delta t$.

Na Figura 1.11 o AO tem um slew rate de $SR = 2V/1\mu s = 2V/\mu s$ que é a inclinação da tensão de saída.

Isso significa que a tensão de saída não pode variar mais rapidamente do que $2V$ a cada $1\mu s$, portanto se o sinal de entrada for mais rápido do que isso, a saída não responderá distorcendo o sinal na saída.

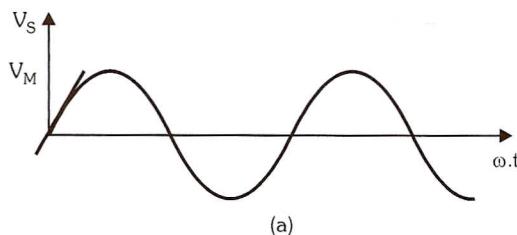
No caso de saída senoidal, $V_S = V_M \cdot \sin \omega t$, a inclinação (derivada) em cada ponto é variável, sendo dada por:

$$\frac{dV_S}{dt} = \omega \cdot V_M \cdot \cos \omega \cdot t$$

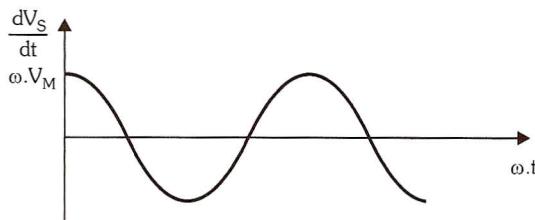
Como pode ser visto, a inclinação é variável (depende do ângulo) e tem valor máximo (máxima inclinação) na origem ($\omega t = 0$), valendo:

$$\left. \frac{dV_S}{dt} \right|_{\text{máx}} = \omega \cdot V_M$$

A Figura 1.12 mostra o comportamento da derivada, inclinação ou slew rate, de uma senoide, sendo máxima na origem e zero para $\omega t = 90^\circ$.



(a)



(b)

Figura 1.12: (a) Tensão de saída, (b) derivada da tensão de saída.

Conclui-se que, enquanto o slew rate do AO for maior do que $\omega \cdot V_M$ (derivada máxima da senoide), não haverá distorção; caso contrário, a saída distorce (senoide começa a ficar achatada).

Exercício Resolvido

1. Um AO tem SR = 2V/μs. Qual a máxima frequência que pode ter um sinal de 10V de amplitude na saída do AO para que não haja distorção por slew rate?

Solução

Para que não haja distorção $SR > \omega \cdot V_M$

$$2 \cdot 10^6 \text{ V/s} > 2 \cdot \pi \cdot f_{\max} \cdot 10 \text{ V}, \text{ portanto } f < 2 \cdot 10^6 / 20 \cdot \pi = 31847 \text{ Hz}$$

1.5.3. Tensão de Offset de Saída

É a tensão na saída de um AO quando a entrada é nula. São três as causas para que a saída seja diferente de zero quando a entrada é nula.

1.5.3.1. Tensão de Offset de Entrada (V_{io})

A Figura 1.13 mostra, de uma forma simplificada, que o circuito de entrada de um AO é um amplificador diferencial com transistores.

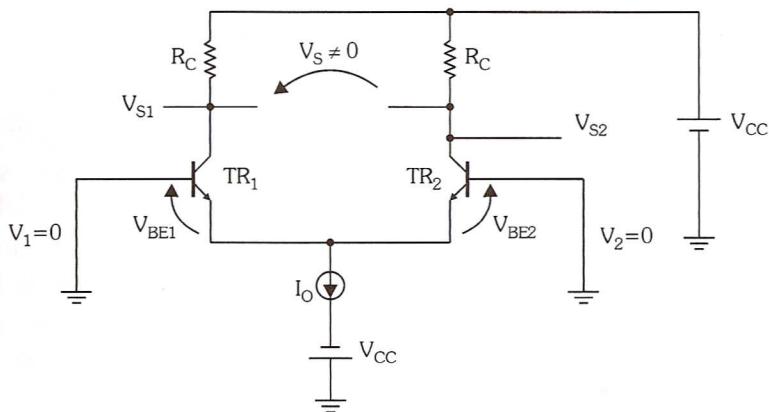


Figura 1.13: Amplificador operacional - par diferencial de entrada.

Com as duas entradas aterradas ($V_1 = V_2 = 0$), em um AO ideal, os transistores do par diferencial são rigorosamente iguais, isto é, $V_{BE1} = V_{BE2}$ e $\beta_1 = \beta_2$, portanto a tensão em cada coletor é igual resultando uma saída (V_S) nula entre coletores. Como essa tensão será amplificada pelos estágios sucessivos, a saída do AO será nula nessas condições.

Na prática, os transistores não são iguais, portanto $V_{BE1} \neq V_{BE2}$ e $\beta_1 \neq \beta_2$. Desta forma com a mesma tensão nas bases os transistores conduzirão correntes diferentes, aparecendo uma tensão entre os coletores que será amplificada, aparecendo na saída como um erro, Figura 1.13.

A tensão de offset de entrada (V_{io}) é definida como a tensão CC que deve ser aplicada em uma das entradas de forma que a saída seja zero, que vale:

$$V_{io} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

Tipicamente $V_{io} = 2\text{mV}$.

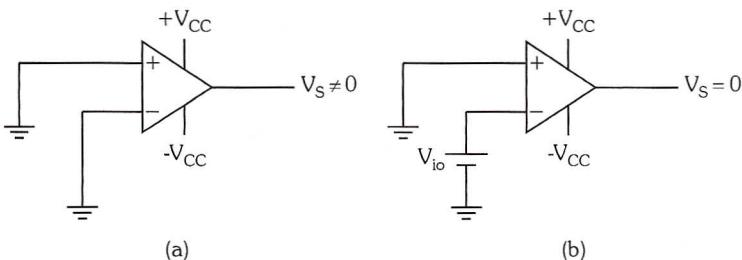


Figura 1.14: (a) Amplificador operacional desbalanceado, (b) tensão de offset de entrada aplicada em uma das entradas anulando a saída.

1.5.3.2. Corrente de Polarização de Entrada (I_p)

A tensão de offset de saída não é devido somente à tensão de offset de entrada.

Vamos supor que os transistores do par diferencial de entrada são iguais ($V_{BE1} = V_{BE2}$, $\beta_1 = \beta_2$, $I_{B1} = I_{B2}$), como consequência na Figura 1.14a a saída será nula. Consideremos que esse AO é usado no amplificador inversor na Figura 1.15a com $V_e = 0$. A saída não será nula (não por causa da tensão de offset de entrada), sendo a causa a corrente que polariza o AO que, ao passar pelo resistor (equivalente) colocado entre a entrada inversora e o terra, faz aparecer uma tensão que é amplificada gerando um erro na saída.

Colocando entre a entrada não-inversora e o terra um resistor de igual valor ($R_p = R_1//R_2$), ele será percorrido pela mesma corrente, gerando a mesma tensão, anulando o efeito da tensão na outra entrada e, consequentemente, anulando a saída.

Não se esqueça de que estamos considerando $I_{B1} = I_{B2}$.

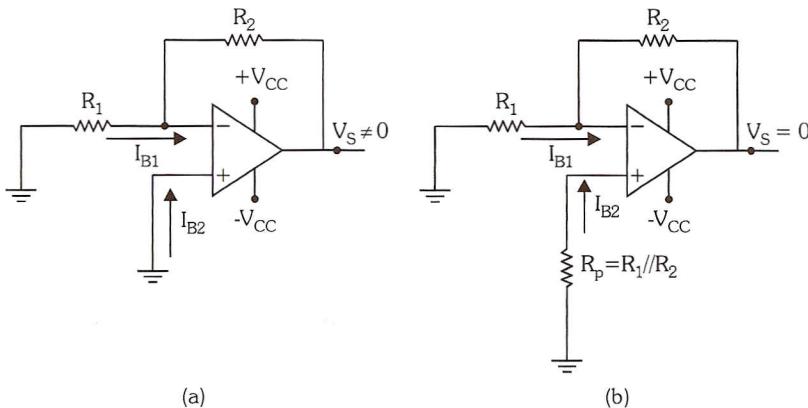


Figura 1.15: (a) Offset de saída devido à corrente de polarização de entrada,
(b) anulando os efeitos da corrente de polarização de entrada.

Na prática as duas correntes são diferentes. A colocação da resistência na entrada não inversora somente minimiza a tensão de offset na saída. Dizemos que existe uma corrente de offset na entrada, e no manual é especificado o valor médio das duas correntes que se chama corrente de polarização de entrada (I_p).

$$I_p = (I_{B1} + I_{B2})/2$$

Tipicamente $I_p = 80\text{nA}$.

1.5.3.3. Corrente de Offset de Entrada (I_{io})

É definida como a diferença entre as duas correntes de entrada, com a saída nula:

$$I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$$

Tipicamente $I_{io} = 20\text{nA}$.

1.5.3.4. O Ajuste da Tensão de Offset de Saída

Como vimos, a tensão de offset de saída é consequência do descasamento do transistor no primeiro par diferencial na entrada de um AO. A correção (ajuste de offset) é importante quando o AO é usado para amplificar tensões CC muito pequenas, em instrumentação principalmente. Em aplicações em que o AO amplifica tensões alternadas, o ajuste de offset não é muito importante (um capacitor de acoplamento retira a componente CC do sinal).

A Figura 1.16 mostra três formas de fazer o ajuste. A última, Figura 1.16c, só pode ser usada se o AO dispuser de terminais para ajuste de offset.

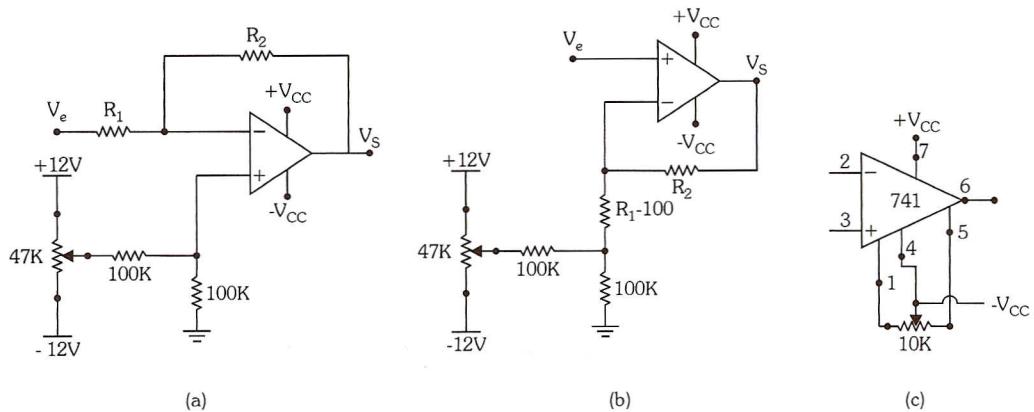


Figura 1.16: Ajuste de offset, (a) amplificador inversor, (b) amplificador não inversor, (c) com terminais próprios.

1.5.4. Curva Característica de Transferência

Em qualquer amplificador o gráfico que relaciona saída (V_S) e entrada (V_e) chama-se curva característica de transferência. No caso de um AO em malha aberta (sem realimentação) $V_e = V_i = V_+ - V_-$.

A Figura 1.17 é uma característica típica com alimentação de $V_{CC} = \pm 12V$.

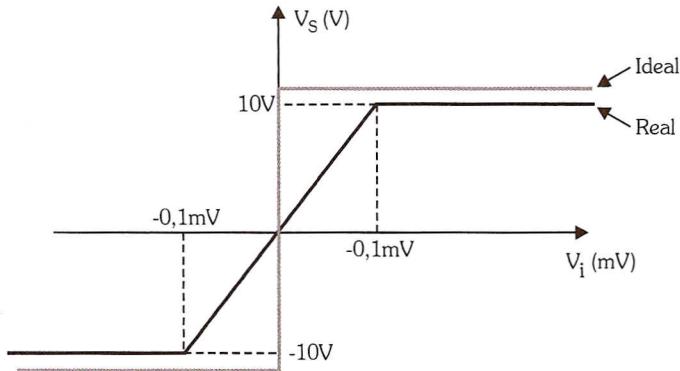
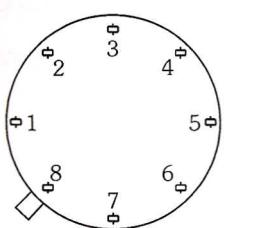


Figura 1.17: Curva característica de transferência ideal e real.

No gráfico da Figura 1.17 podemos observar que existe uma faixa muito estreita para valores de V_i para os quais o ganho é constante e o AO tem comportamento linear. Para valores de V_i compreendidos entre $-0,1\text{mV}$ e $+0,1\text{mV}$, o ganho é constante e vale $A_V = \Delta V_S / \Delta V_i = 10\text{V} / 0,1\text{mV} = 100.000$, para $V_i > 0,1\text{mV}$ ou $V_i < -0,1\text{mV}$ o AO satura com 10V ou -10V .

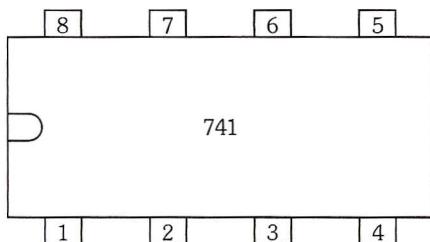
1.5.4.1. Encapsulamento e Características

A Figura 1.18 mostra algumas características e encapsulamentos (TO-99 e DIP 8) do 741.



TO-99
(Visto de baixo)

(a)



Dual In Line
(Visto de cima)

(b)

Figura 1.18: Amplificador operacional 741 - Encapsulamentos (a) TO-99, (b) Dual In Line.

- | | |
|---------------------------|------------------------|
| 1 - Ajuste de offset | 5 - Ajuste de offset |
| 2 - Entrada inversora | 6 - Saída |
| 3 - Entrada não inversora | 7 - $+V_{CC}$ |
| 4 - V_{CC} | 8 - NC (não conectado) |

Limites máximos - 741c:

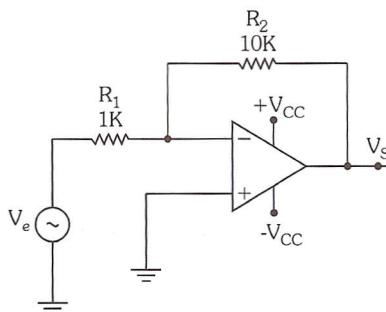
- Alimentação $\pm 18V$
Potência dissipada 500mW
Temperatura de operação 0°C a 70°C

Outros parâmetros tipicos:

- Slew rate 0,5V/ μ s
Tensão de offset de entrada 2mV
Corrente de offset de entrada 20nA
Ganho de tensão de malha aberta 200.000
 f_u (frequência de ganho unitário) 1MHz
Resistência de saída 75 Ω
Resistência de entrada 1M Ω

Exercícios Resolvidos

1. Qual a máxima frequência que pode ter o sinal na entrada do circuito para a saída não distorcer por slew rate? Dado: SR = 1V/μs.



$$V_e = 0,5 \cdot \operatorname{sen}\omega t(V)$$

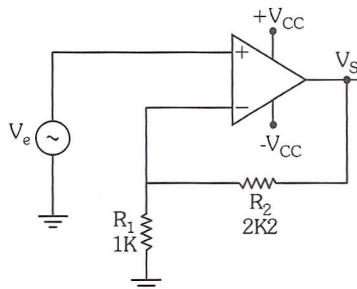
Solução

O ganho do circuito é $A_{vf} = -10K/1K = -10$ de forma que a amplitude da saída será de $V_M = 10V_P$ e para não haver distorção, devemos ter:

$$SL > \omega \cdot V_M, \text{ isto é, } 1 \cdot 10^6 V_S > 2 \cdot \pi \cdot f_{\max} \cdot 10V,$$

$$\text{então tiramos que } f_{\max} < 10^6 / 2 \cdot \pi = 159.235\text{Hz.}$$

2. Qual a máxima amplitude da senoide de entrada para a saída não distorcer por slew rate no circuito? A frequência do sinal de entrada é 200KHz e o slew rate é 5V/μs.



Solução

$$SR > 2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_M \quad SR = 5 \cdot 10^6 \text{V/s} \quad f = 200 \cdot 10^3 \text{Hz} \quad V_{Smáx} = V_M = ?$$

$$V_M < 5 \cdot 10^6 / 6,28 \cdot 200 \cdot 10^3 \cong 4V \text{ como o ganho do circuito vale}$$

$$A_{vf} = 1 + 2K2/1K = 3,2 \text{ e como } V_e = V_S/A_{vf}, \text{ então}$$

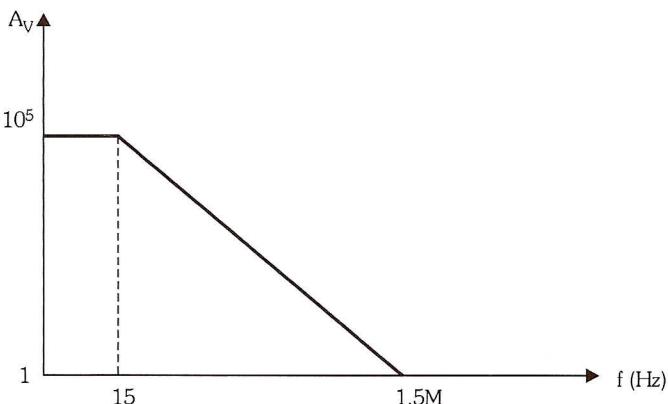
$$V_{emáx} = V_{Smáx}/3,2 = 4/3,2 = 1,25V$$

3. Esboce a curva de resposta em frequência em malha aberta de um AO que tem $A_V = 10^5$ e $f_U = 1,5\text{MHz}$.

Solução

Sabemos que $G_xLF = f_u = 1,5\text{MHz}$, logo em malha aberta a $LF = 1,5 \cdot 10^6 / 10^5 = 15\text{Hz}$.

Resultando o gráfico:



Exercícios Propostos

6. Qual a máxima frequência que pode ter uma senoide de $1V_{pp}$ na entrada de um amplificador não inversor de ganho 10 para que o sinal de saída não distorça por slew rate, sabendo-se que o SR do AO vale $0,7\text{V}/\mu\text{s}$.
7. Um AO tem $f_u = 2\text{MHz}$ e $A_{vo} = 200.000$. Qual a LF em malha aberta? Se o AO for usado em um amplificador não inversor de ganho 40dB, qual será a LF do amplificador?

1.6. Aplicações Lineares

As aplicações com amplificadores operacionais se dividem em dois grandes grupos, as lineares e as não lineares. As aplicações lineares são aquelas nas quais a realimentação é negativa, sendo basicamente circuitos amplificadores ou derivados de um amplificador básico. Nas não lineares a saída não se relaciona com a entrada de forma linear. São os comparadores, osciladores e outras aplicações que não se classificam como amplificadores.

1.6.1. Amplificador Somador Inversor

O circuito da Figura 1.19 é derivado do amplificador inversor, tendo mais de uma entrada.

Para obter a expressão de $V_S = f(V_{e1}, V_{e2}, V_{e3})$, faremos as mesmas considerações já feitas na análise do amplificador inversor, de forma que:

$$I_f = I_1 + I_2 + I_3$$

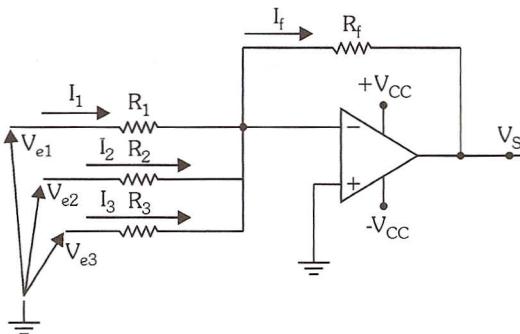


Figura 1.19: Amplificador somador inversor.

onde $I_1 = V_{e1}/R_1$, $I_2 = V_{e2}/R_2$, $I_3 = V_{e3}/R_3$ e como $V_S = -R_f \cdot I_f$

$$V_S = -R_f \cdot (V_{e1}/R_1 + V_{e2}/R_2 + V_{e3}/R_3)$$

A tensão de saída é uma combinação linear das tensões de entrada.

Se fizermos $R_1 = R_2 = R_3 = R$, resultará:

$$V_S = -R_f/R \cdot (V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

E se $R_f = R$ em qualquer amplificador:

$$V_S = -(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

O circuito soma as tensões de entrada e inverte.

Observação

O número de entradas está limitado à capacidade de corrente na saída.

1.6.2. Amplificador Somador Não Inversor

É um circuito derivado do amplificador não inversor, Figura 1.20.

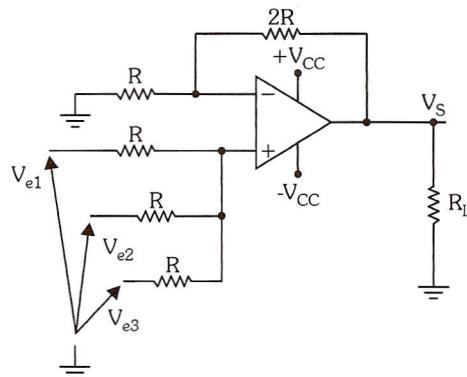


Figura 1.20: Amplificador somador não inversor.

Para obter a expressão da saída em função das entradas, é usado o teorema da Superposição de Efeitos. Com V_{e2} e V_{e3} nulos, é obtida a saída devido só a V_{e1}.

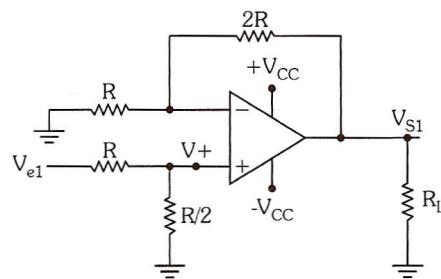


Figura 1.21: Amplificador somador não inversor, considerando só V₁.

Na Figura 1.21

$$V_+ = (R/2)/(R + R/2) \cdot V_{e1} = V_{e1}/3$$

$$V_{S1} = \text{Ganho} \cdot V_+ = 3 \cdot (V_{e1}/3) = V_{e1}$$

Com V_{e1} e V_{e3} nulos é obtida a saída (V_{S2}) devido só a V_{e2}. Resulta um circuito análogo ao da Figura 1.21 e de maneira semelhante: V_{S2} = V_{e2}.

Se V_{e1} e V_{e2} forem anulados, a saída (V_{S3}) devido só a V_{e3} será V_{S3} = V_{e3}.

Para obter a saída (V_S) devido às três entradas, as três saídas individuais são somadas, resultando:

$$V_S = V_{S1} + V_{S2} + V_{S3} = V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}$$

1.6.3. Amplificador Subtrator - Amplificador Diferencial

O amplificador subtrator é uma combinação do amplificador inversor com o não inversor, Figura 1.22.

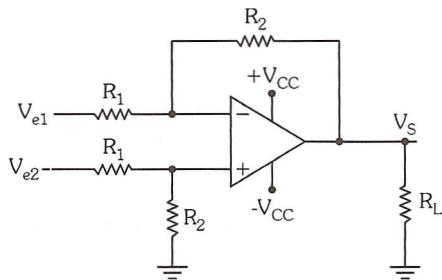


Figura 1.22: Amplificador subtrator (diferencial).

Novamente pode ser usado o teorema da Superposição de Efeitos para obter a expressão de $V_S = f(V_{e1}, V_{e2})$. Primeiramente a entrada V_{e2} é anulada e V_S é obtida em função de V_{e1} , resultando o circuito da Figura 1.23.

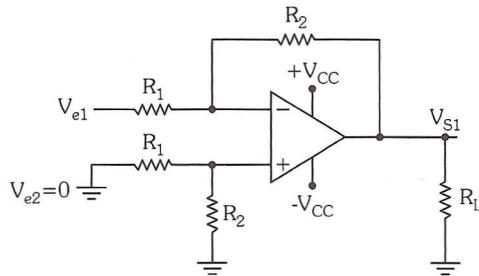


Figura 1.23: Amplificador subtrator com $V_{e2} = 0$.

Observar que o circuito resultante é o amplificador inversor já visto, desta forma

$$V_{S1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{e1}$$

Agora, anulando v_{e1} , obtemos o circuito da Figura 1.24.

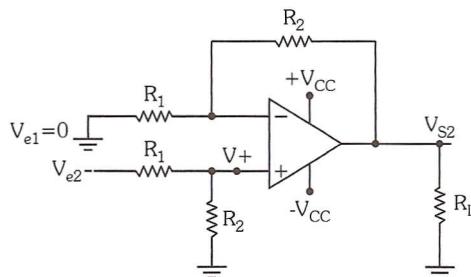


Figura 1.24: Amplificador subtrator com $V_{e1} = 0$.

Observar que o circuito resultante é o amplificador não inversor já visto e com um divisor de tensão na entrada, desta forma:

$$V_{S2} = \text{Ganho} \cdot V_+, \text{ Ganho} = A_{vf} = (R_1 + R_2)/R_1 \quad e \quad V_+ = R_2/(R_1 + R_2) \cdot V_{e2}$$

$$\text{portanto: } V_{S2} = (R_1 + R_2)/R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2) V_{e2} = R_2/R_1 \cdot V_{e2}$$

A saída V_S no circuito original da Figura 1.22 é obtida somando as saídas parciais V_{S1} e V_{S2} , isto é

$$V_S = V_{S1} + V_{S2} = -R_2/R_1 \cdot V_{e1} + R_2/R_1 \cdot V_{e2} = R_2/R_1 \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

$$V_S = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{e2} - V_{e1})$$

O circuito é um amplificador diferencial, pois amplifica só a diferença entre as duas tensões (V_{e2} e V_{e1}). Se $V_{e1} = V_{e2}$, a saída será nula. O ganho diferencial é dado por:

$$A_d = \frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{Se } R_1 = R_2$$

$$V_S = V_{e2} - V_{e1}$$

Neste caso o circuito realiza a diferença entre duas tensões, por isso o nome de subtrator.

Uma figura de mérito de um amplificador diferencial é a Razão de Rejeição em Modo Comum (RRMC ou em inglês CMRR) definida como sendo:

$$\text{RRMC} = 20 \cdot \log \frac{A_d}{A_C} \text{ sendo especificada em decibéis (dB)}$$

$$\text{em que } A_d = \frac{V_S}{V_e} = \frac{V_S}{V_2 - V_1} \text{ é o ganho diferencial}$$

$$\text{e } A_C = \frac{V_S}{V_C} \text{ é o ganho em modo comum sendo } V_C \text{ o sinal em modo comum}$$

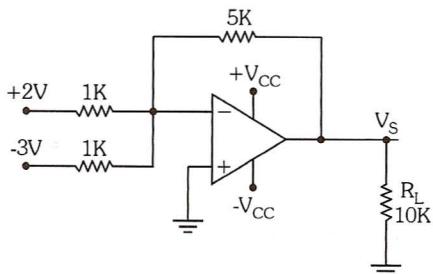
Quanto maior a RRMC maior a capacidade de o AO rejeitar ruídos.

De acordo com as definições anteriores é fácil entender que um amplificador diferencial é um dispositivo ideal para rejeitar ruídos os quais são aplicados simultaneamente nas duas entradas, e como são iguais, o circuito rejeita esses sinais.

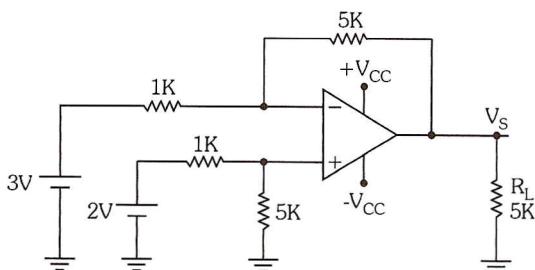
Exercícios Resolvidos

1. Calcular V_S em cada caso.

a)



b)



Solução

a) $V_S = -5K/1K \cdot (2 + (-3)) = -5 \cdot (-1) = 5V$

b) $V_S = 5K/1K \cdot (2 - 3) = 5 \cdot (-1V) = -5V$

1.6.4. Amplificador Diferencial de Instrumentação

O amplificador diferencial da Figura 1.22 tem como principal desvantagem o fato de a resistência de entrada ser dada por R_1 e R_2 , que não podem ser elevados.

Outro problema é a dificuldade para variar o ganho, já que para isso duas resistências iguais (R_2 ou R_1) deveriam ser variadas ao mesmo tempo. Uma solução seria o uso de um potenciômetro duplo comandado por um único eixo. Uma solução mais simples é o circuito da Figura 1.25 que, além de ter uma altíssima resistência de entrada, permite que o ganho seja mudado, variando só R_1 .

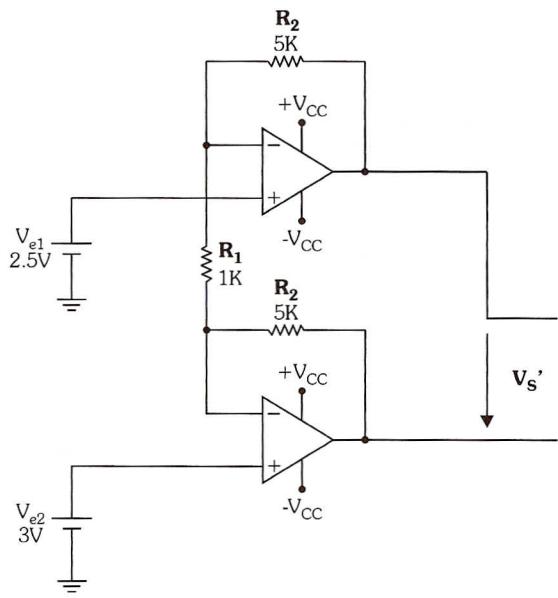


Figura 1.25: Amplificador diferencial de instrumentação.

No circuito da Figura 1.25 o ganho é calculado por $A_{vf} = \frac{V_s'}{V_e} = 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}$.

Sendo $V_e = V_{e2} - V_{e1}$.

O circuito da Figura 1.25 apresenta um problema: os dois terminais de saída são flutuantes, isto é, não existe nenhum terminal aterrado, o que torna o circuito suscetível a ruídos. Para solucionar o problema usa-se na saída um amplificador diferencial tradicional de ganho unitário, conforme a Figura 1.26.

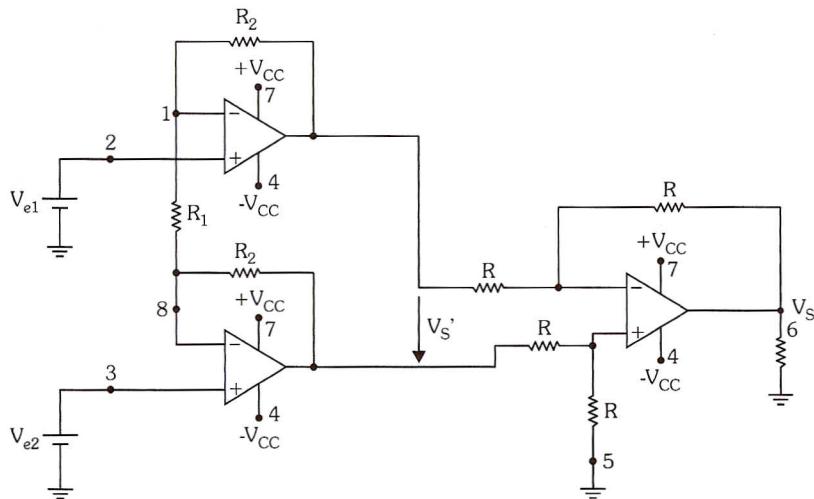


Figura 1.26: Amplificador diferencial de instrumentação com carga aterrada.

Como o amplificador diferencial da saída tem ganho unitário, então $V_S' = V_S$.

Na prática não precisamos construir um amplificador de instrumentação, pois ele já se encontra integrado aos três AOIs em um mesmo encapsulamento. A Figura 1.27 mostra um exemplo desse amplificador. O ADC620 permite variar o ganho através de um resistor externo R_G e como o amplificador vem perfeitamente balanceado de fábrica, não é necessário se preocupar com o ajuste de offset. A pinagem do CI se aplica à Figura 1.26, onde $R_G=R_1$ e o pino 5 é aterrado.

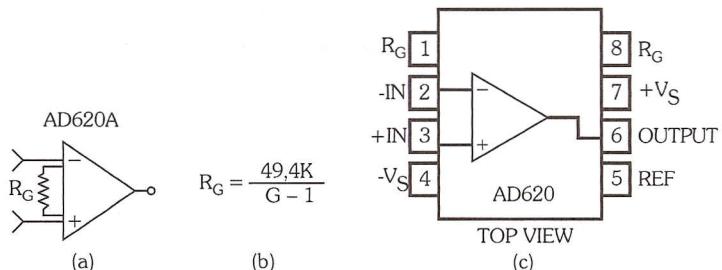


Figura 1.27: Exemplo de amplificador diferencial de instrumentação.

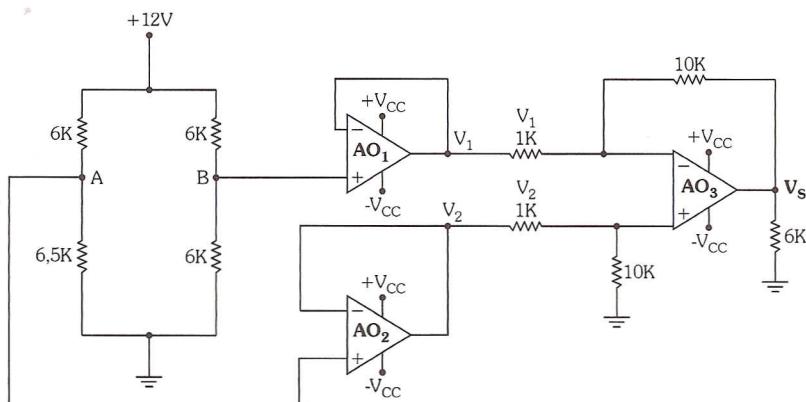
Como pode ser verificado na Figura 1.27, é usado um único resistor, R_G , para impor o ganho de acordo com a expressão $R_G = \frac{49,4K}{G - 1}$.

Desta forma, se for requerido um ganho de 100, o valor de R_G deve ser de:

$$R_G = \frac{49,4K}{100 - 1} \approx 500\Omega$$

Exercícios Resolvidos

1. Calcular V_S .



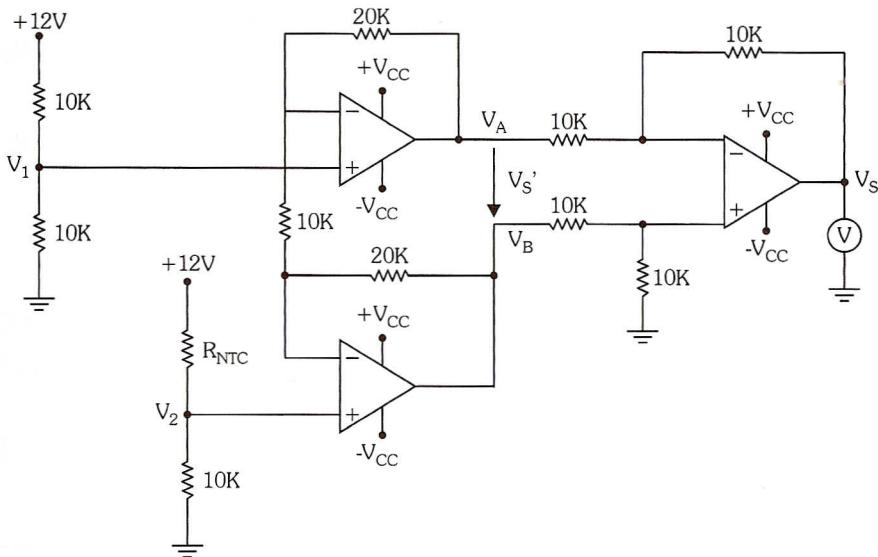
Solução

No circuito o AO1 e o AO2 são buffers, logo $V_A = V_2$ e $V_B = V_1$ e

$$V_B = \frac{6K \cdot 12V}{6K5 + 6K} = 6V, V_A = \frac{6K5 \cdot 12V}{6K5 + 6K} = 6,24V$$

$$V_S = 10 \cdot (V_1 - V_2) = 10 \cdot (6,24 - 6) = 2,4V$$

2. No circuito o NTC (Negative Coefficient Temperature) tem uma resistência de 10K a 25°C e 5K a 50°C. Que valores de tensão indicados pelo voltímetro colocado na saída correspondem a essas temperaturas?



Solução

$$V_{S'} = V_B - V_A \text{ para } 25^\circ\text{C}, R_{NTC} = 10K, \text{ logo } V_2 = 6V \left(\frac{10K \cdot 12V}{10K + 10K} \right)$$

e como $V_1 = 6V$

$$V_e = V_2 - V_1 = 0V, \text{ portanto } V_{S'} = 0V \text{ e também } V_S = 0$$

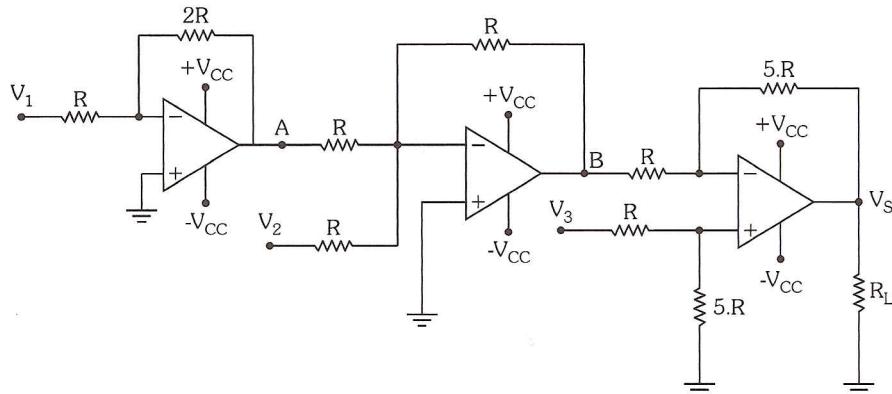
$$\text{Para } 50^\circ\text{C } R_{NTC} = 5K, \text{ logo } V_2 = \frac{10K \cdot 12V}{5K + 10K} = 8V$$

$$V_e = V_2 - V_1 = 8 - 6 = 2V \quad V_{S'} = A_V \cdot V_e = \left(1 + 2 \cdot \frac{20K}{10K} \right) \cdot 2 = 10V$$

Como $V_S = V_S' = 10V$, resulta a escala



3. Dar a expressão da saída V_S em função das entradas V_1 , V_2 e V_3 .



Solução

No ponto A - $V_A = -2 \cdot V_1$ (o ganho vale -2)

No ponto B - $V_B = -(V_2 + V_A) = -(V_2 + (-2 \cdot V_1)) = 2 \cdot V_1 - V_2$

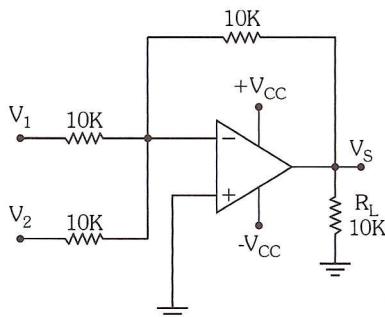
Na saída $V_S = 5 \cdot (V_3 - V_B) = 5 \cdot (V_3 - (2 \cdot V_1 - V_2)) = 5 \cdot V_3 - 10 \cdot V_1 + 5 \cdot V_2$
ou $V_S = 5 \cdot (V_3 + V_2) - 10 \cdot V_1$

Observação

É com arranjos como este que uma equação pode ser simulada, sendo as variáveis independentes as entradas e a variável dependente a saída.

4. Desenhar o gráfico de V_S x t para o circuito.

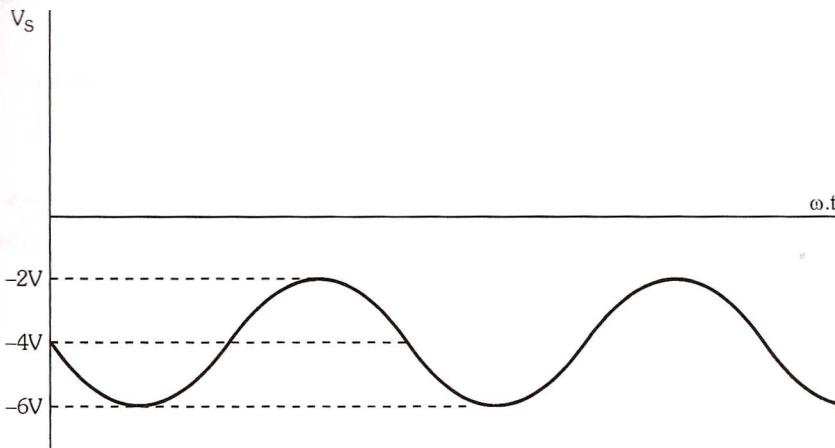
Dados: $V_1 = 4V$, $V_2 = 2 \cdot \sin \omega t (V)$



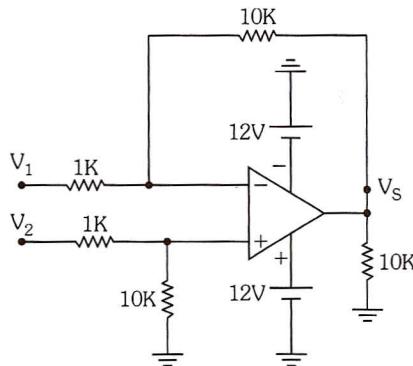
Solução

A expressão da saída é a soma invertida das duas entradas, sendo uma constante e a outra senoidal.

$V_S = -(V_1 + V_2) = -(4 + 2 \cdot \sin \omega t)$ e o gráfico desta função é o seguinte:



5. Desenhar a característica de transferência ($V_S \times V_e$) para o circuito. Dados: $V_{Sat} = \pm 10V$.



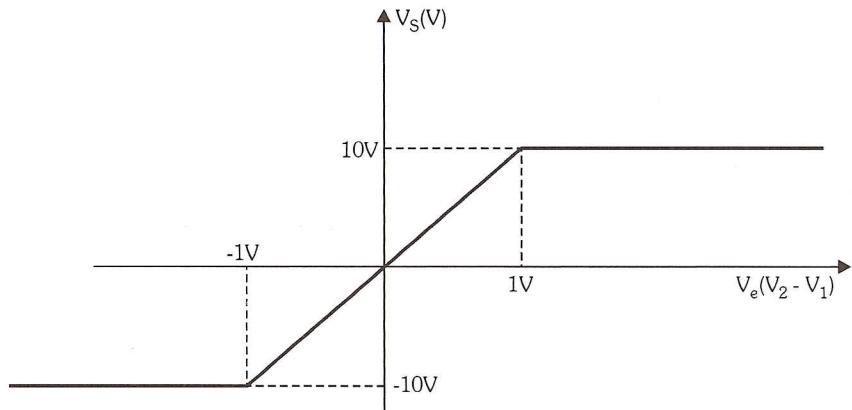
$$V_e = V_2 - V_1$$

Solução

O circuito é um amplificador de ganho diferencial igual a 10, portanto a saída em função das entradas é assim escrita:

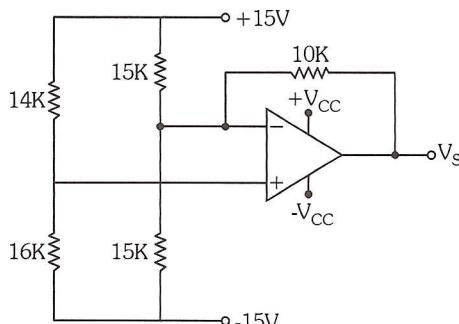
$V_S = 10 \cdot V_e = 10 \cdot V_e = 10 \cdot (V_2 - V_1)$ (semelhante a $y = 10 \cdot x$), portanto a representação gráfica é uma reta.

Por exemplo, se $V_e = 1V$, a saída vale 10V e para $V_e = -1V$ a saída é $V_S = -10V$, isto é, a relação $V_S = 10 \cdot V_e$ só é válida no intervalo $1V < V_e < -1V$, pois fora do intervalo a saída satura. A representação gráfica é:

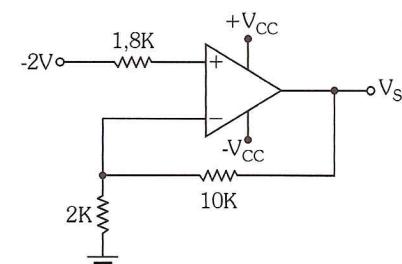


Exercícios Propostos

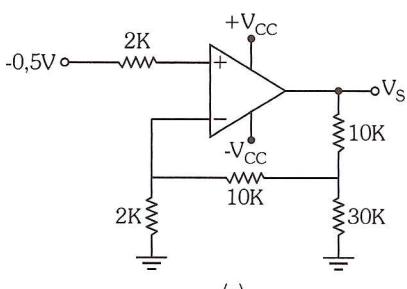
8. Considerando AO ideal, determinar a tensão na saída em cada um dos circuitos.



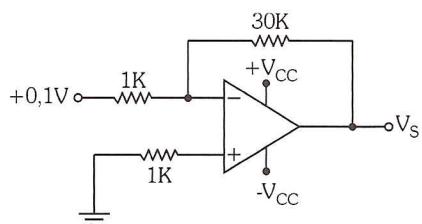
(a)



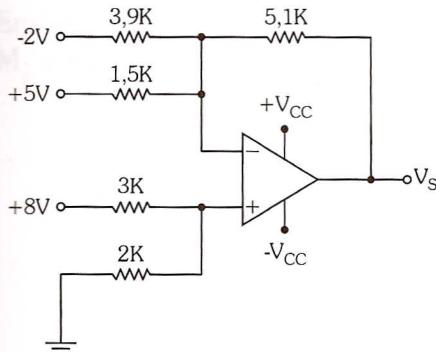
(b)



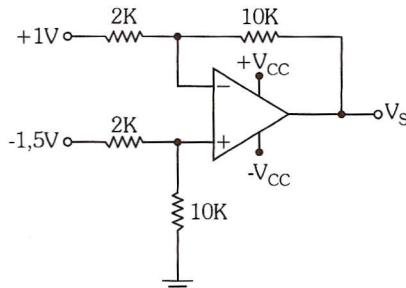
(c)



(d)

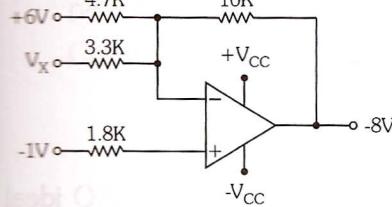


(e)

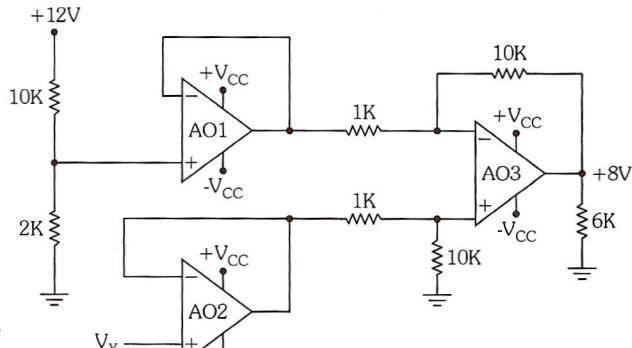


(f)

9. Determinar V_X em cada caso para obter a saída indicada.

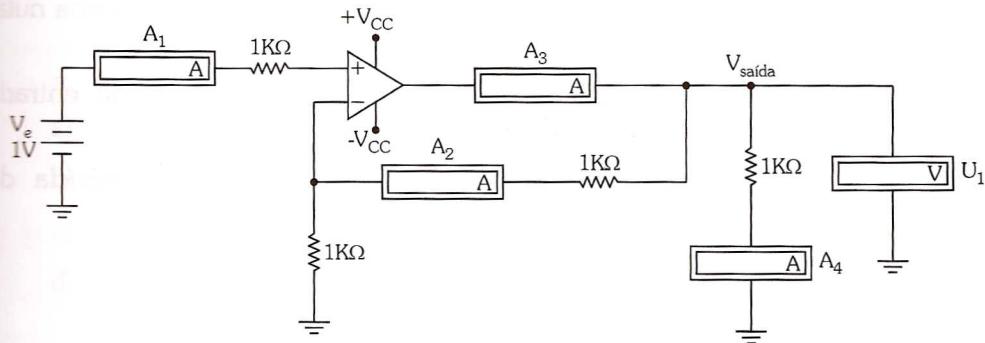


(a)



(b)

Observe o circuito a seguir e considerando o AO e os instrumentos ideais, responda às questões de 3 a 6.



10. A indicação de A_1 é:

- | | |
|--------|--------|
| a) 0mA | d) 3mA |
| b) 1mA | e) Nda |
| c) 2mA | |

11. A indicação de A_2 é:

- | | |
|--------|--------|
| a) 0mA | d) 3mA |
| b) 1mA | e) Nda |
| c) 2mA | |

12. A indicação de A_3 é:

- | | |
|--------|--------|
| a) 0mA | d) 3mA |
| b) 1mA | e) Nda |
| c) 2mA | |

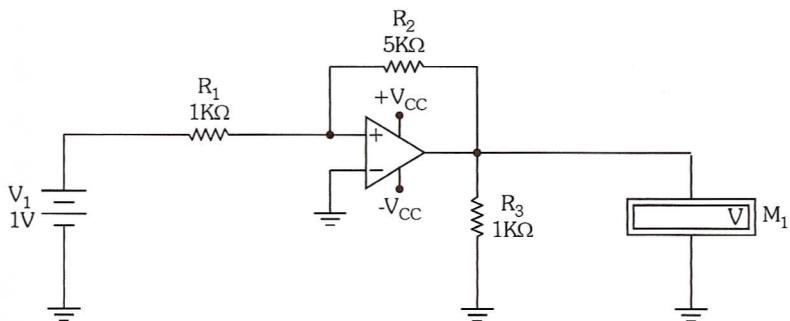
13. A indicação de A_4 é:

- | | |
|--------|--------|
| a) 0mA | d) 3mA |
| b) 1mA | e) Nda |
| c) 2mA | |

14. Assinale a alternativa correta. As principais características de um AO ideal são:

- a) Ganho infinito, impedância de saída infinita, impedância de entrada nula, offset de tensão nulo e largura de faixa infinita.
- b) Ganho infinito, impedância de saída nula, impedância de entrada nula, offset de tensão nulo e largura de faixa infinita.
- c) Ganho infinito, impedância de saída nula, impedância de entrada infinita, offset de tensão nulo e largura de faixa infinita.
- d) Ganho muito baixo, impedância de saída infinita, impedância de entrada nula, offset de tensão nulo e largura de faixa infinita.
- e) Nda

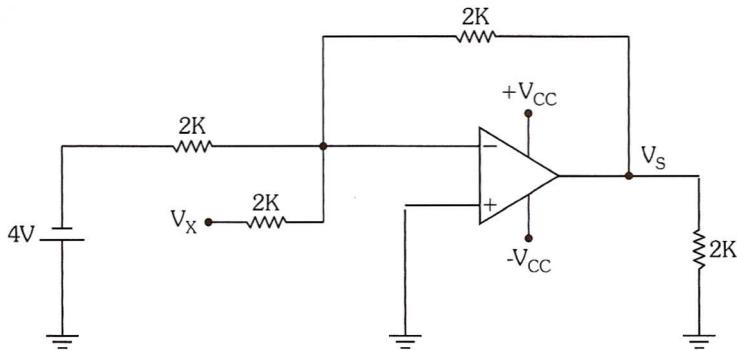
15. Em relação ao circuito podemos afirmar que a indicação do instrumento M_1 e a impedância de entrada do circuito valem respectivamente:



- a) -5V; infinita
- b) -1V; 1K
- c) -2V; infinita
- d) -6V; 1K

16. A tensão máxima que pode ser aplicada na entrada V_X do circuito a seguir, para que o AO não sature positivamente, é:

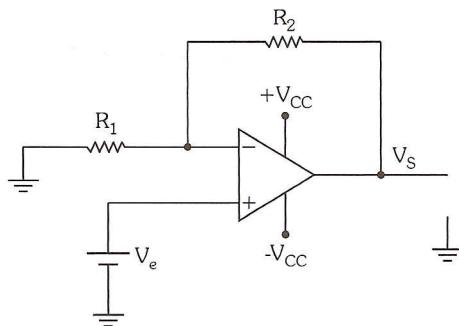
Considerar $V_{Sat} = \pm 12V$.



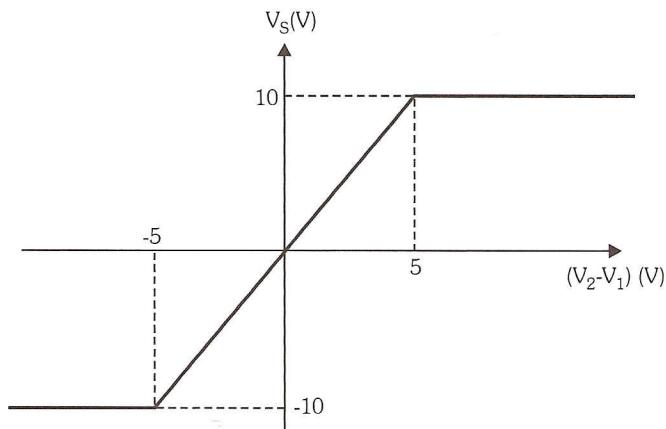
- a) +8V
- b) -8V
- c) -16V
- d) -4V

17. Se o ganho do circuito deve ser de 20dB, a relação R_2/R_1 deve valer:

- a) 10
- b) 9
- c) 8
- d) 20
- e) 11



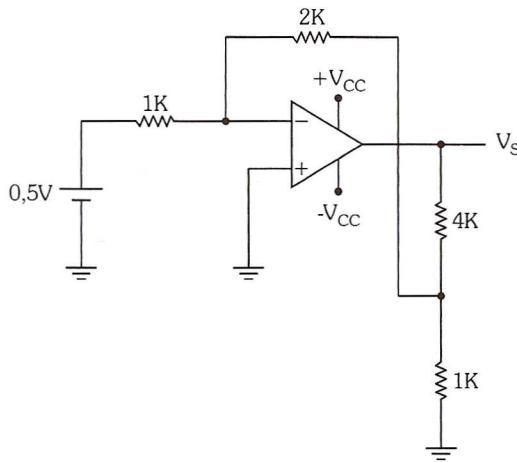
18. Em relação ao gráfico podemos afirmar que a curva de transferência se refere a um amplificador diferencial de ganho:



- a) 10
- b) 5
- c) 2
- d) 1
- e) 20

- 19.** Em relação ao gráfico do exercício 11 se uma das entradas for igual a $V_2 = 4V$, o valor da outra entrada, V_1 , que faz a saída, V_S ser 5V é:
- 1,5V
 - 5V
 - 4V
 - 2,5V
 - 1,5V

- 20.** O circuito representa uma variante do amplificador inversor. Calcule a tensão na saída (V_S) do circuito e o ganho. Esse circuito tem duas resistências a mais em relação ao inversor tradicional. Existe alguma vantagem em relação ao circuito tradicional? Qual é?



1.6.5. Operação com Fonte Simples

Quando não for disponível uma fonte simétrica, através de uma polarização adequada, o AO pode ser usado com uma fonte simples. Esse tipo de polarização é análogo à polarização classe A com transistores, na qual a tensão de saída quiescente é fixada em $V_{CC}/2$.

1.6.5.1. Amplificador Inversor

O circuito da Figura 1.28 usa uma única fonte, sendo o terminal $-V_{CC}$ ligado ao terra. Os resistores R_2 e R_1 continuam a determinar o ganho, as resistências R polarizam o circuito em $V_{CC}/2$ e os capacitores C_1 e C_2 são de acoplamento

(têm a mesma função que os capacitores no amplificador com transistores, isto é, permitem a passagem somente do sinal).

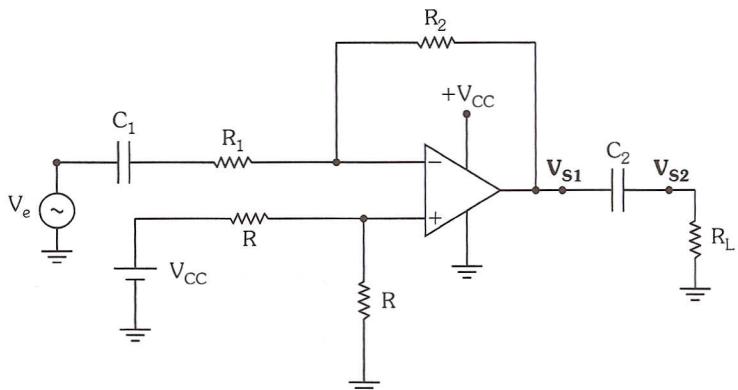


Figura 1.28: Amplificador inversor com fonte simples.

Em condições quiescentes ($V_e = 0$) as tensões no circuito serão:

Tensão na entrada não inversora: $V_{CC}/2$.

Como não há corrente em C , R_1 e R_2 , e como as duas entradas do AO têm o mesmo potencial, na saída V_{S1} a tensão será igual a $V_{CC}/2$ e na saída V_{S2} a tensão será igual a zero, conforme Figura 1.29.

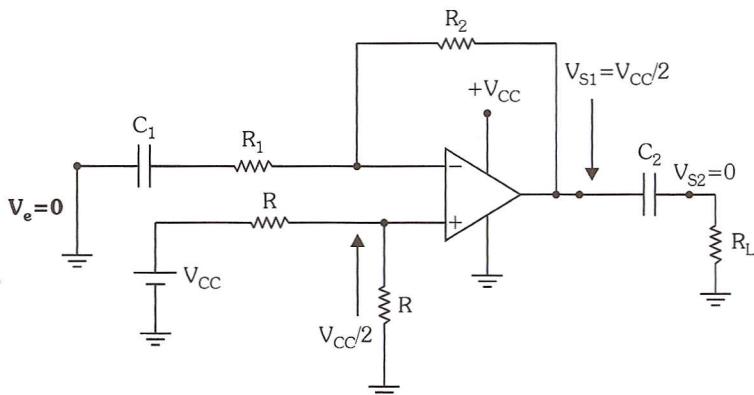


Figura 1.29: Amplificador inversor com fonte simples em condições quiescentes.

A seguir, a Figura 1.30 apresenta as formas de onda do circuito da Figura 1.28 para uma entrada senoidal. Observar que na saída do AO a tensão senoidal varia ao redor da tensão de polarização que vale $V_{CC}/2$, exatamente como em um amplificador classe A.

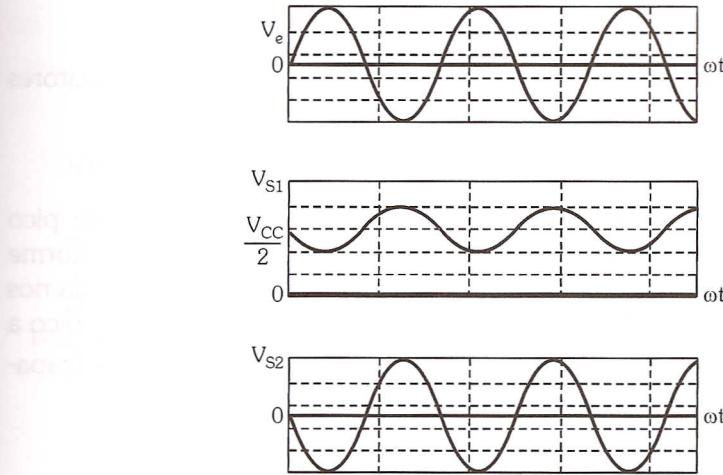


Figura 1.30: Formas de onda de entrada e saída do AO e carga para o circuito da Figura 1.28 para uma entrada senoidal.

O ganho do circuito é calculado por $A_{vf} = R_2/R_1$.

Para um bom acoplamento do sinal (queda de tensão nos capacitores aproximadamente zero) os capacitores devem se comportar como curto circuito na menor frequência de operação, isto é, os capacitores devem ter reatância desprezível em relação à resistência em série com eles, sendo dimensionados por:

$$C_1 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_1} \quad \text{e} \quad C_2 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_L}$$

Em que f_{ci} é a frequência de corte inferior do circuito.

Exercícios Resolvidos

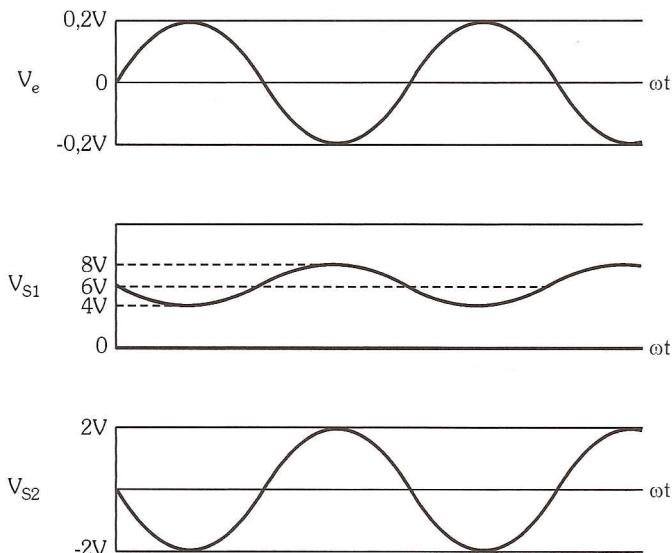
1. Para o circuito da Figura 1.28 a entrada tem 0,2V de pico/1KHz/senoidal. Dados: $R_1 = 1K$, $R_2 = R_L = R = 10K$, $A_{VO} = 100.000$, $f_u = 1MHz$ e $C_2 = 20\mu F$. Pedem-se:
 - a) Desenhar as formas de onda de entrada e de saída V_{S1} e V_{S2} .
 - b) Desenhar a curva de resposta em frequência do circuito, considerando $C_1 = 10\mu F$, admitir que C_2 tem reatância desprezível.
 - c) Desenhar a curva de resposta em frequência, considerando $C_1 = 1\mu F$. O que muda?

Solução

- a) Formas de onda na saída do AO e carga, considerando capacitores com reatância desprezível.

A tensão de polarização (tensão na entrada não inversora) vale 6V.

O ganho vale 10, com inversão de fase, desta forma o valor de pico do sinal na saída do AO será de 10 vezes maior, isto é, 2V conforme figura a seguir que mostra as formas de onda de entrada e de saída nos pontos V_{S1} (saída do AO) e V_{S2} (carga). Observar que o valor de pico a pico em V_{S1} e V_{S2} é o mesmo, portanto não existem perdas (capacitores dimensionados adequadamente).



- b) Curva de resposta em frequência com $C_1=10\mu F$.

A frequência de corte inferior é determinada por C_1 e C_2 (a maior das duas).

$$\blacksquare \text{ Devido a } C_1: f_{ci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3} = 16\text{Hz}$$

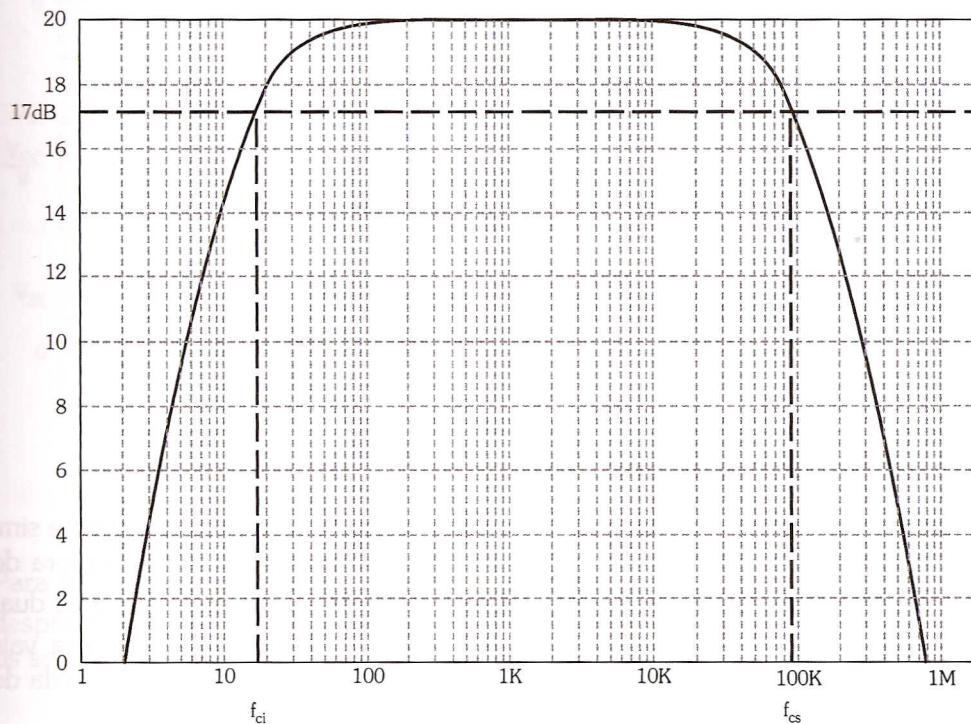
$$\blacksquare \text{ Devido a } C_2: f_{ci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3} = 1,6\text{Hz}$$

A frequência de corte inferior é, portanto, 16Hz.

A frequência de corte superior é determinada pelo AO, sendo calculada a partir da frequência de ganho unitário.

$f_u = 1\text{MHz} = \text{ganho} \times \text{L.F.}$, sendo a LF aproximadamente igual à frequência de corte superior do circuito e como o ganho vale 10, portanto:

$$\text{LF} = f_{cs} = \frac{10^6}{10} = 100\text{KHz}$$



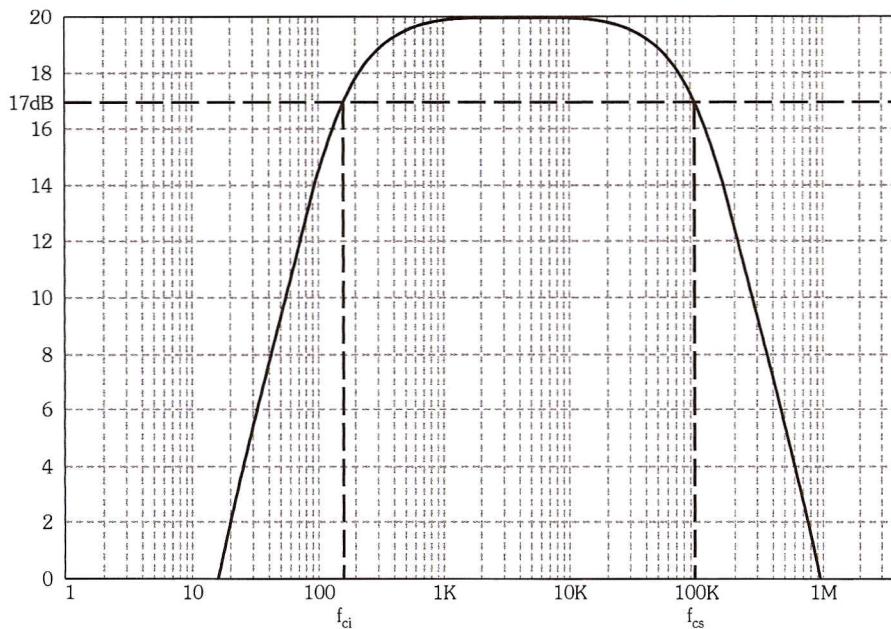
c) Curva de resposta em frequência com $C_1 = 1\mu\text{F}$

- Devido a C_1 : $f_{ci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3} = 160\text{Hz}$

- Devido a C_2 : $f_{ci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3} = 16\text{Hz}$

A frequência de corte inferior é, portanto, 160Hz.

Com $C_1 = 1\mu\text{F}$ a freqüência de corte inferior aumenta para aproximadamente 160Hz.



1.6.5.2. Amplificador Não Inversor

A Figura 1.31 mostra o circuito de um amplificador não inversor com fonte simples. Em condições quiescentes ($V_e = 0$) a tensão na entrada não inversora do circuito da Figura 1.31 vale $V_{CC}/2$, obtida do divisor de tensão. Como as duas entradas (+ e -) têm o mesmo potencial, a tensão na entrada inversora vale também $V_{CC}/2$, e como não circula corrente por R_1 e R_2 , a tensão na saída do AO (V_{S1}) vale $V_{CC}/2$.

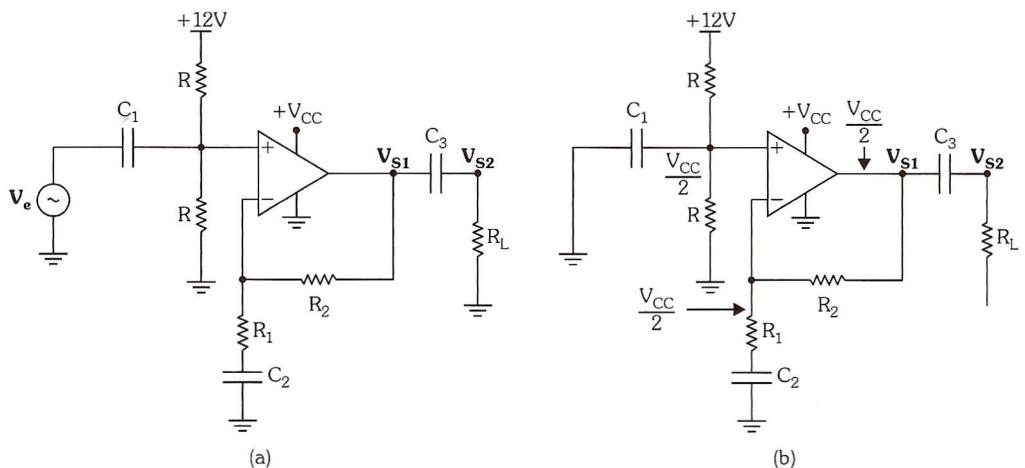
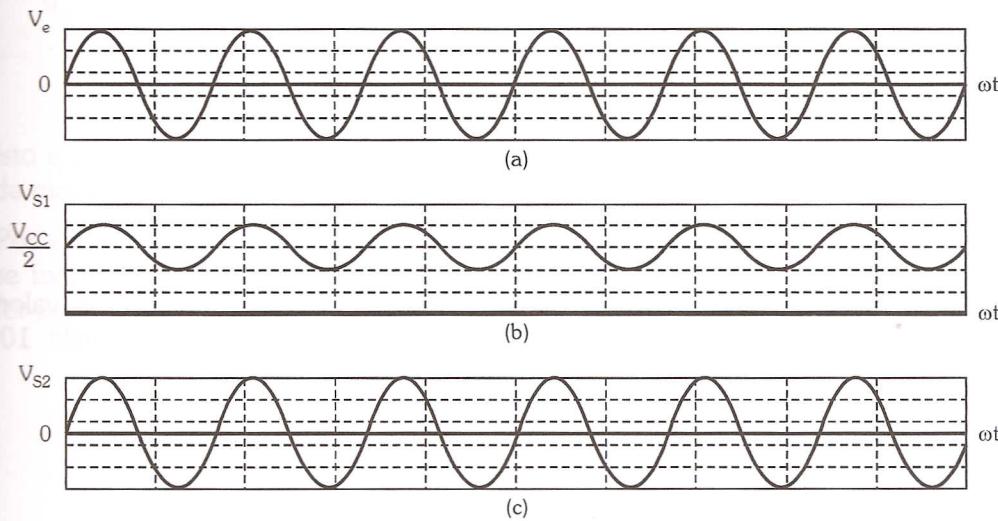


Figura 1.31: (a) Amplificador não inversor com fonte simples, (b) em condições quiescentes.

Ao aplicar o sinal na entrada (V_e), Figura 1.32a, a saída do AO oscilará em torno de $V_{CC}/2$ como indicado na Figura 1.32b. Depois de C_3 a tensão oscilará em torno de zero, Figura 1.33c.



Para um bom acoplamento ($V_{S1pp} = V_{S2pp}$) a reatância dos capacitores deve ser desprezível em relação à resistência em série com cada um deles, resultando que os seus valores devem ser calculados por:

$$C_1 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R} \quad C_2 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_1} \quad C_3 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_L}$$

- f_{ci} : frequência de corte inferior

Exercício Resolvido

1. No circuito da Figura 1.31 dimensionar C_1 , C_2 e C_3 para que o circuito tenha uma frequência de corte inferior de 50Hz, sabendo-se que $R_1 = 1K$, $R_2 = 9K$, $R = 100K$ e $R_L = 5K$. Se for usada uma fonte de +12V, calcule a máxima amplitude que pode ter a entrada para não saturar a saída. $V_{Sat} = \pm 10V$.

Solução

$$C_1 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot \frac{R}{2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,063 \mu F = 63 nF$$

$$C_2 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10 \cdot 10^3} = 0,318 \mu F$$

$$C_3 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot R_L} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^3} = 0,636 \mu F$$

Como a saída é polarizada em 6V e a saturação ocorre em 10V, o valor máximo da senoide de saída será 4V (10V - 6V). Como o ganho vale 10 $\left(1 + \frac{9K}{1K}\right)$, a máxima entrada será $V_{eM} = 4V/10 = 0,4V$.

1.6.6. Integrador

O integrador e o diferenciador são circuitos que simulam os operadores matemáticos, integral e derivada respectivamente. Além disso, são usados para modificar formas de onda, gerando pulsos, ondas quadradas, ondas triangulares etc. São largamente usados em sistemas de controle para dar-lhes estabilidade. A Figura 1.33 mostra o circuito básico de um integrador.

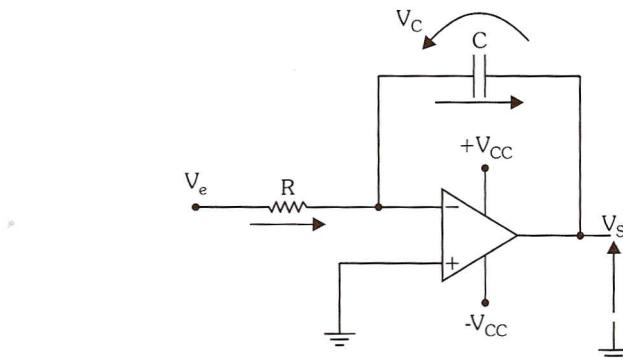


Figura 1.33: Integrador.

A corrente na entrada é calculada por:

- $i_R = \frac{V_e}{R}$ que é igual à corrente no capacitor.

No capacitor a relação entre tensão e corrente é dada por:

- $i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt}$, portanto, igualando as duas expressões $\frac{V_e}{R} = C \cdot \frac{dv_C}{dt}$ e como $V_S = -V_C$ é obtida a expressão da saída do circuito.

$$V_S = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int V_e dt$$

Isto é, a tensão de saída é proporcional à integral da tensão de entrada. O sinal de menos se deve à configuração inversora do AO.

Por exemplo, se a entrada for uma tensão constante, a saída será uma rampa; se for uma tensão positiva, a rampa será descendente (inclinação negativa); se for uma tensão negativa, a rampa será ascendente (inclinação positiva).

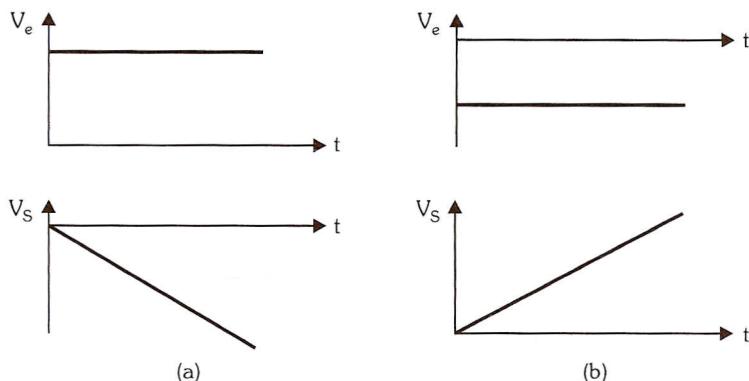


Figura 1.34: Resposta de um integrador a uma tensão constante (a) positiva, (b) negativa.

Na prática o circuito da Figura 1.33 apresenta um problema. Como ele não tem realimentação em CC (capacitor é circuito aberto em CC), o ganho é muito alto, fazendo o AO saturar mesmo com tensões da ordem de mV, como a tensão de offset de entrada. A solução é diminuir o ganho em CC, colocando em paralelo com o capacitor C um resistor, R_p , como na Figura 1.35a.

O circuito, porém, só se comporta como integrador para frequências muito acima da de corte f_c . Abaixo da frequência de corte o circuito comporta-se como amplificador inversor de ganho igual a:

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1}$$

Na frequência de corte a reatância de C fica igual a R_p , isto é, $X_C = R_p$ ou

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C} = R_p, \text{ daí obtemos } f_c = \frac{1}{2\pi R_p C}.$$

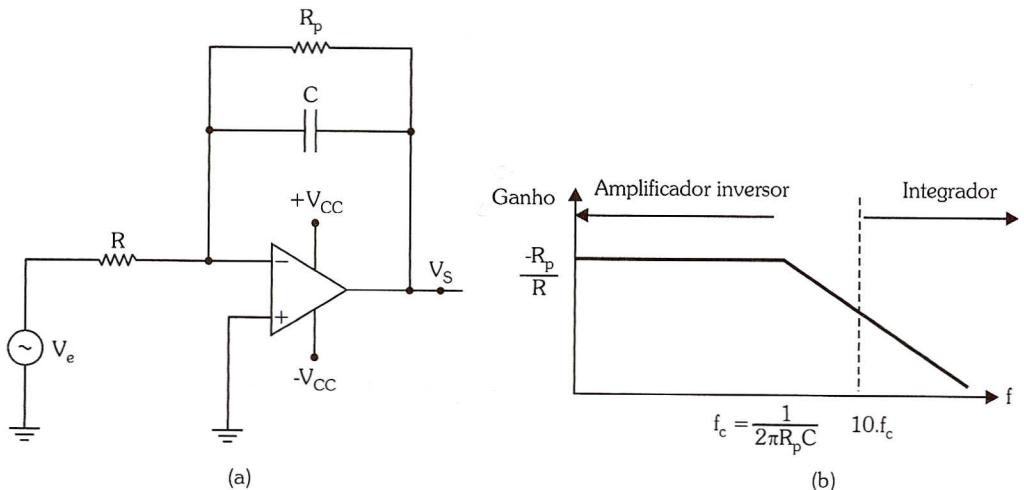


Figura 1.35: Integrador com resistor limitar de ganho
(a) circuito, (b) curva de resposta em frequência.

Exercício Resolvido

1. Na Figura 1.35a $R_p = 10K$, $R = 1K$ e $C = 0,1\mu F$. Para que frequências a saída será uma onda triangular, se a entrada for uma onda quadrada?

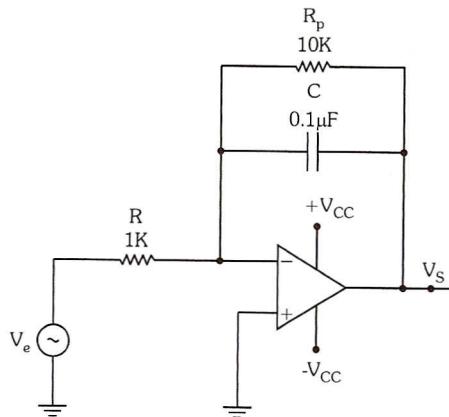


Figura 1.36: Exemplo de integrador prático.

Solução

A frequência de corte do circuito é $f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 160Hz$.

Portanto, para frequências muito acima de 160Hz o circuito se comporta como integrador, isto é, a saída será onda triangular com grande linearidade.

Observação

Muito maior em eletrônica significa que é pelo menos dez vezes maior.

Quanto maior for a frequência do sinal em relação à frequência de corte, melhor será a integração do sinal. A Figura 1.37 mostra a saída do integrador da Figura 1.36 quando a entrada é quadrada e de frequência menor do que a de corte.

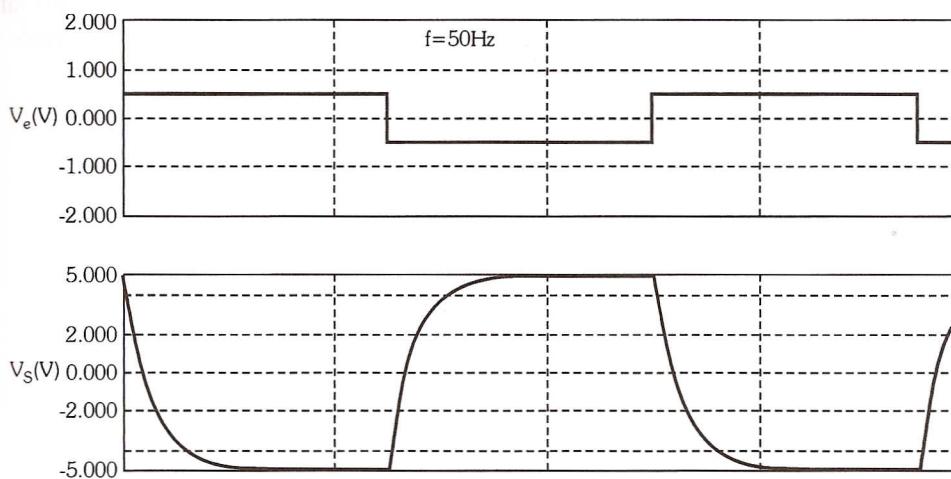


Figura 1.37: Formas de onda de entrada e saída do circuito da Figura 1.36 quando a frequência é menor que a de corte.

Observar que o circuito comporta-se como um amplificador inversor de ganho 10.

A Figura 1.38 mostra a saída do integrador da Figura 1.36 quando a entrada é quadrada e de frequência muito maior do que a de corte.

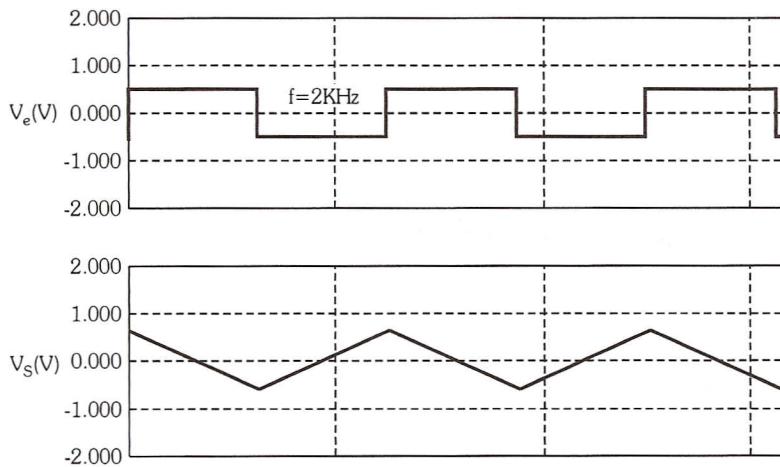


Figura 1.38: Formas de onda de entrada e saída do circuito da Figura 1.36 quando a frequência é muito maior do que a de corte.

Na Figura 1.37 a frequência da onda quadrada de entrada é menor do que a f_c e na Figura 1.38 a frequência da onda quadrada é muito maior do que f_c , resultando uma saída de menor amplitude, mas perfeitamente triangular.

1.6.7. Diferenciador

O diferenciador é um circuito que dá uma saída proporcional à derivada do sinal de entrada. A derivada é um operador dual da integral, e no circuito os componentes trocam de posição, Figura 1.39.

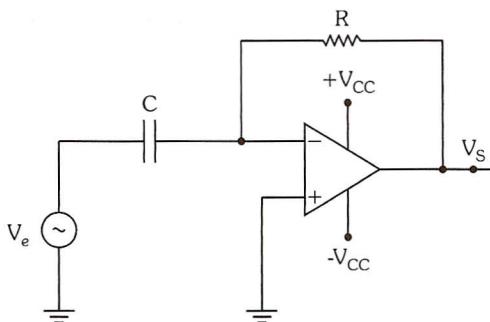


Figura 1.39: Diferenciador.

A expressão da saída em função da entrada é dada por:

$$V_S = -R \cdot C \cdot \frac{dV_e}{dt}$$

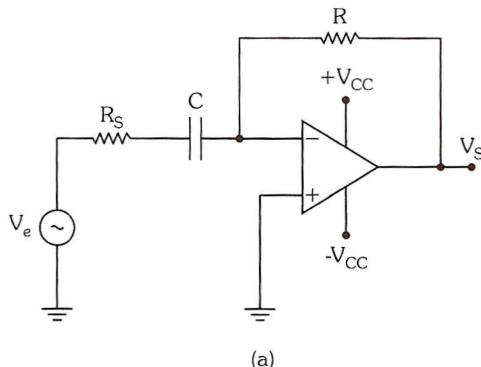
Isto é, a tensão de saída é proporcional à derivada da tensão de entrada e o sinal negativo se deve à configuração inversora.

Por exemplo, se a entrada for uma tensão constante, a saída será nula, pois a derivada de uma constante é zero; se a entrada for uma rampa, a saída será constante. Se a rampa tiver inclinação positiva, a saída será negativa; se a inclinação for negativa, a saída será constante e positiva.

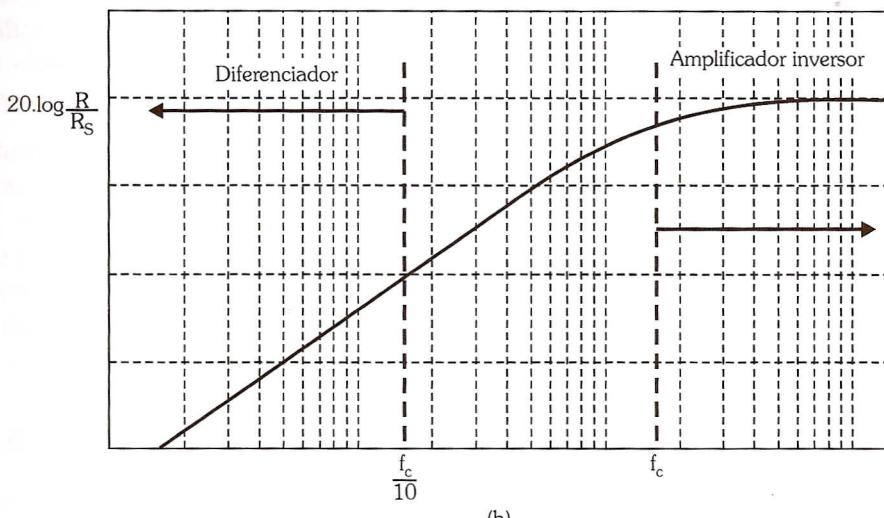
Na prática o circuito da Figura 1.39 é sensível a ruído, tendendo a saturar, isto é, como a reatância capacitiva é inversamente proporcional à frequência, se f for muito alto, a reatância será muito baixa, aumentando a corrente.

A solução é limitar o ganho em altas frequências, colocando em série com C uma resistência (R_S). O circuito, porém, só se comporta como diferenciador para frequências muito abaixo da de corte f_c ; acima da frequência de corte o circuito comporta-se como amplificador inversor de ganho igual a $\frac{R}{R_S}$, como na Figura 1.40a.

A Figura 1.40b é a curva de resposta em frequência do circuito.



(a)



(b)

Figura 1.40: (a) Diferenciador prático, (b) Curva de resposta em frequência.

O circuito da Figura 1.40a somente funciona como diferenciador para frequências muito abaixo da frequência de corte; acima da frequência de corte o circuito comporta-se como amplificador inversor de ganho igual a R/R_S .

O circuito só se comporta como diferenciador se $f \ll f_c$, pois nessas condições a reatância de C será muito maior do que R_S e na prática é como se não existisse R_S , portanto o circuito terá comportamento semelhante ao da Figura 1.39.

Exercício Resolvido

1. Para o circuito da Figura 1.40a, $R = 10K$, $R_s = 1K$ e $C = 0,1\mu F$. Qual a forma de onda de saída se a entrada é quadrada, para as frequências de 100Hz e 4KHz?

Solução

A frequência de corte é $f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 1600\text{Hz}$.

Para frequências muito abaixo de 1600Hz a saída será pulsos muito estreitos e negativos na borda de subida e positivos na borda de descida.

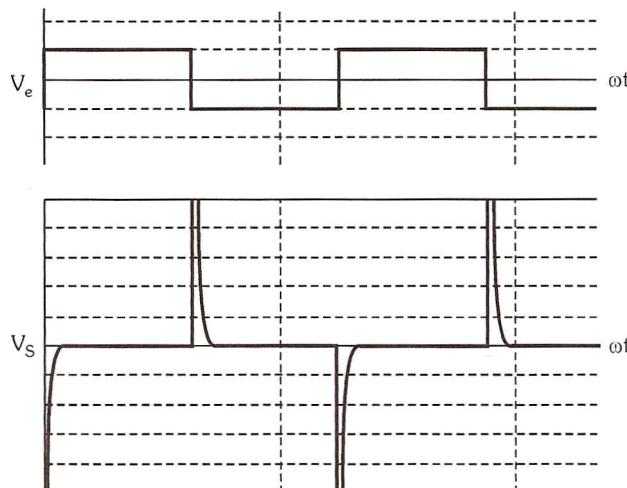


Figura 1.41: Resposta de um diferenciador a uma onda quadrada de $f \ll f_c$.

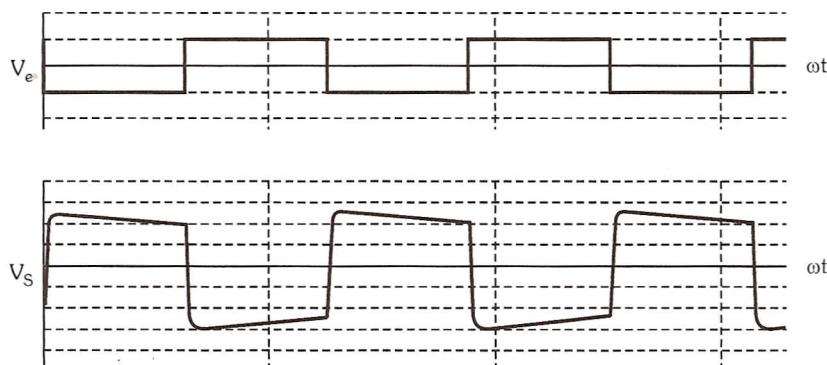


Figura 1.42: Resposta de um diferenciador a uma onda quadrada de $f \gg f_c$.

1.6.8. Conversores Digitais

Sabemos que, de acordo com a informação, os circuitos se dividem em digitais e analógicos. Sinais analógicos podem assumir qualquer valor dentro de uma determinada faixa. Sinais digitais só podem assumir dois valores de tensão, os quais estão associados a níveis lógicos (0 ou 1). Em sistemas de comunicação a digitalização de uma informação analógica torna o sinal mais imune a ruídos. Em instrumentos analógicos a leitura é feita através de um ponteiro em uma escala. Um voltímetro digital dará uma leitura mais conveniente através de um display.

O processo de conversão de um sinal analógico em digital envolve de uma forma genérica quatro etapas: amostragem, retenção, quantificação e codificação. A amostragem e a retenção em geral são feitas simultaneamente em um circuito chamado amostrador-retentor (sample and hold). A codificação e a quantização são feitas num circuito chamado conversor analógico digital (A/D). Para obter o sinal original, a informação codificada é aplicada em um circuito conversor digital analógico seguido de uma filtragem.

Existem muitas razões para converter uma informação analógica em digital e depois fazer o contrário, sendo a principal delas o ruído. Por exemplo, quando você ouve música proveniente de um LP (alguém ainda sabe o que é isso?), o ruído proveniente de riscos e imperfeições do disco é lido pela agulha, que não diferencia a informação do ruído. Sistemas digitais somente entendem dois níveis de tensão zero e um, descartando qualquer outro valor, por isso quando você ouve um CD, o som não tem ruído.

1.6.8.1. Conversor Digital em Analógico a Resistor Ponderado

Um conversor digital em analógico (D/A) dá uma saída analógica proporcional à entrada digital. O circuito é derivado do somador inversor para o qual os resistores de entrada têm valores bem específicos.

Como sabemos, se todos os resistores do somador são iguais, a saída será a soma invertida das tensões de entrada.

Se qualquer resistor na entrada for diferente, a tensão de entrada terá um determinado grau de efeito na tensão de saída, e a saída não será mais a soma das tensões de entrada.

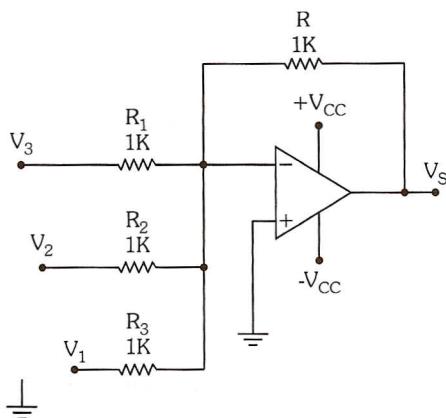


Figura 1.43: Somador inversor.

Consideremos um caso em que os valores são múltiplos de 2, isto é, R , $2R$, $4R$ etc., como indicado na Figura 1.44. Neste caso a saída será dada por:

$$V_S = -(V_3 + \frac{V_2}{2} + \frac{V_1}{4})$$

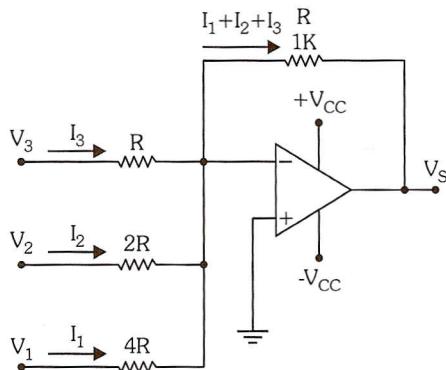


Figura 1.44: Somador inversor com resistores de entrada ponderados.

Começando com V_3 até V_1 , cada entrada dará um valor exatamente metade da anterior. Em outras palavras, a entrada V_3 apresenta um ganho de 1, a entrada V_2 , um ganho de 0,5 e a entrada V_1 um ganho de $\frac{1}{4}$. Esses valores foram escolhidos de acordo com o peso do sistema de numeração binário. Podemos então dizer que a entrada V_3 corresponde ao MSB (Bit Mais Significativo) e a entrada V_1 ao LSB (Bit Menos Significativo).

Consideremos o circuito a seguir no qual podemos ter oito combinações para as três entradas (A_3 , A_2 , A_1). Correspondentemente teremos oito valores de tensões na saída. A tabela a seguir mostra os valores de tensões da saída para cada combinação da entrada.

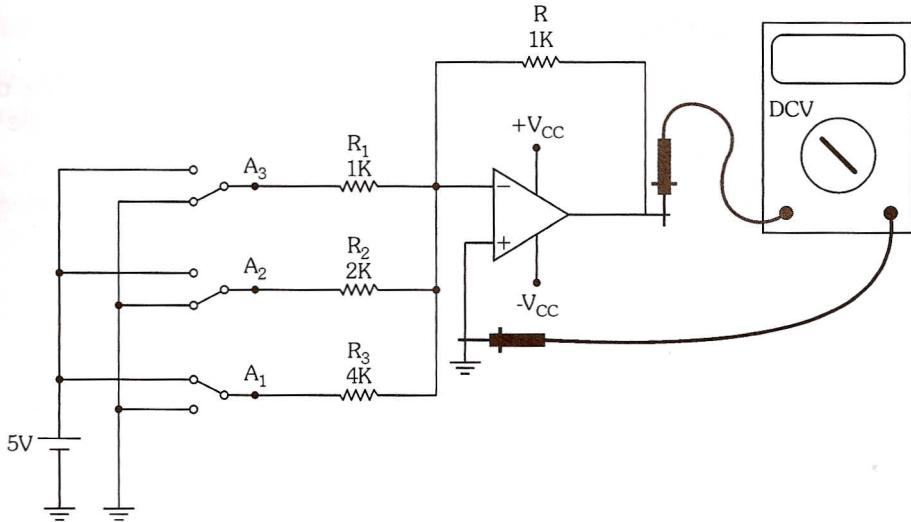


Figura 1.45: Somador inversor com resistores de entrada ponderados - exemplo.

A₃	A₂	A₁	V_S
0	0	0	0
0	0	1	-1,25V
0	1	0	-2,50V
0	1	1	-3,75V
1	0	0	-5,00V
1	0	1	-6,25V
1	1	0	-6,50
1	1	1	-8,75V

Observação

Observar que o passo na sequência binária é 1,25V.

Modificando o resistor de realimentação, é possível obter a saída analógica correspondente ao binário na entrada.

Para melhorar a resolução (diminuir o tamanho do degrau) do conversor, devemos adicionar mais entradas, mantendo sempre a mesma proporção de valores de resistência.

É importante notar que a precisão é afetada se o nível alto for diferente nas entradas, assim como o nível baixo deve ser igual a zero em todas as entradas. Para isso recomenda-se que as entradas sejam alimentadas por saídas de CI CMOS.

1.6.8.2. Conversor Digital em Analógico R/2R

Uma alternativa ao conversor de resistor de peso é o que usa somente dois valores R e 2R. Isso é importante porque uma diversidade muito grande de valores pode diminuir a precisão do conversor.

Modificando o resistor de realimentação, é possível obter a saída analógica correspondente ao binário na entrada.

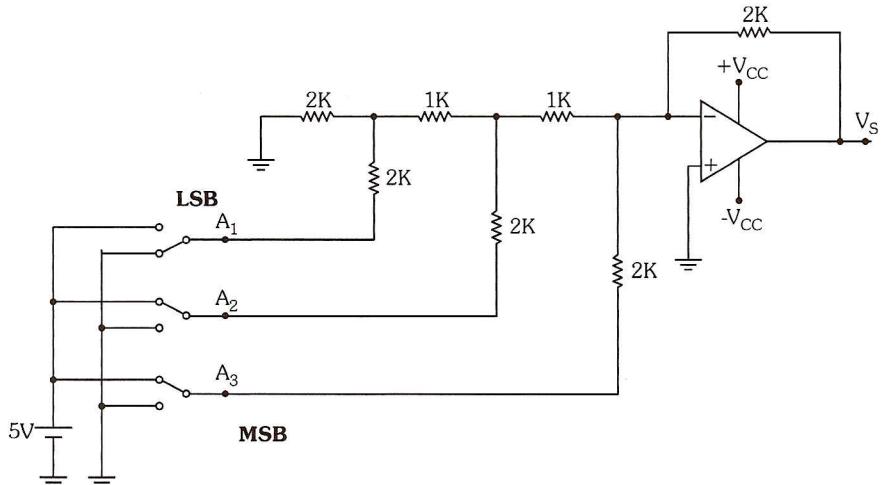
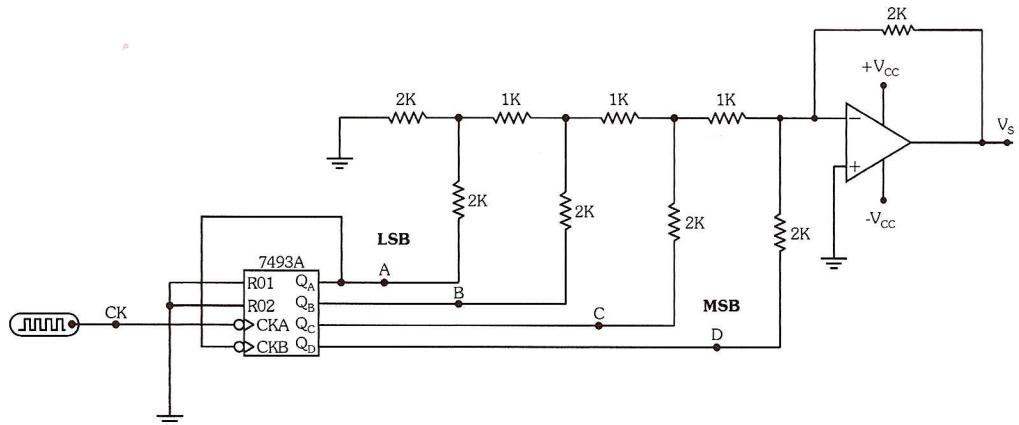


Figura 1.46: Conversor digital em analógico com rede R/2R.

Exercício Resolvido

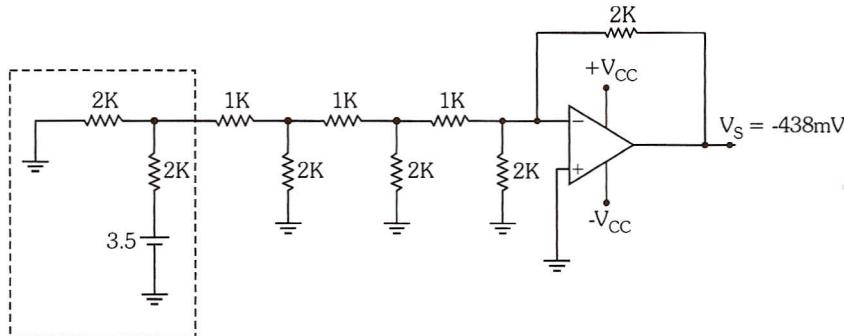
- Desenhe as formas de onda na entrada do clock (1KHz) nas saídas Q_A , Q_B , Q_C e Q_D e na saída (V_S) do AO do circuito a seguir. Considere que o nível lógico 1 vale 3,5V e o nível lógico 0 vale 0V.



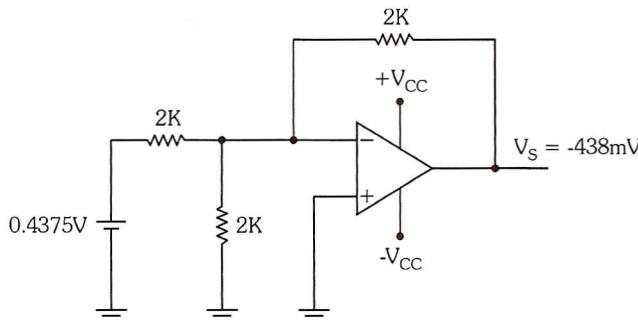
Solução

O circuito é um conversor D/A de 4 bits alimentado por um contador de 0 a 15 usando CI 7493 como contador binário.

Para determinar o degrau (amplitude da saída entre dois valores sucessivos), basta determinar a tensão de saída quando a entrada for 0001. A figura a seguir mostra essa condição.

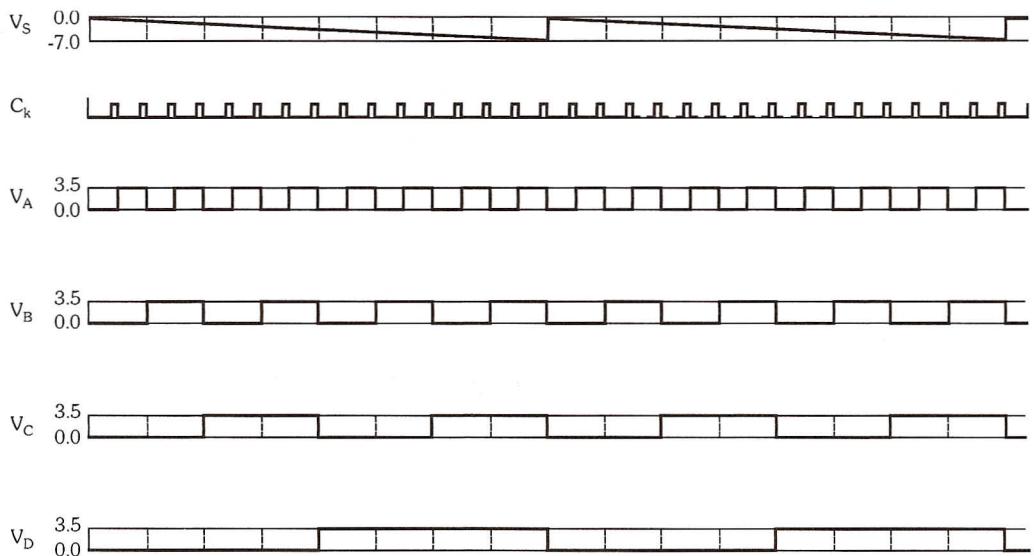


Para determinar a saída para essa condição, basta determinar o equivalente Thevenin.



Determinada a amplitude do degrau, para determinar a máxima amplitude, basta multiplicar por 15, resultando -6,26V (aproximadamente).

A figura a seguir mostra as principais formas de onda de saída (V_S), clock (C_k), ponto A (V_A), ponto B (V_B), ponto C (V_C) e ponto D (V_D).



1.6.8.3. Conversor Analógico em Digital

O conversor analógico em digital (A/D) faz o contrário do conversor digital em analógico. Esses circuitos são o primeiro bloco de um sistema digital, isto é, como vivemos em um mundo analógico, para que as informações sejam processadas, é necessário que sejam transformadas em digitais. Por exemplo, quando você usa um escâner, ele digitaliza as informações analógicas presentes na figura ou texto. Outro exemplo de conversão analógica em digital é a gravação de uma música em um CD. O som que é uma grandeza analógica transforma-se em bits, que é uma informação digital.

A Figura 1.47 mostra um exemplo de conversor A/D. Nesse circuito a tensão a ser convertida é comparada com uma tensão de referência proveniente da saída de um conversor D/A. Enquanto a tensão de entrada for maior do que a referência, a saída do comparador será alta, habilitando pulsos para que um contador incremente a entrada do conversor D/A, aumentando a saída dele. Quando a tensão proveniente da saída do conversor D/A for maior do que a tensão a ser convertida, a saída do comparador vai para nível zero, inibindo a contagem. Nesse instante a entrada do conversor D/A interno será a saída do conversor A/D, que é proporcional à tensão de entrada que está sendo convertida.

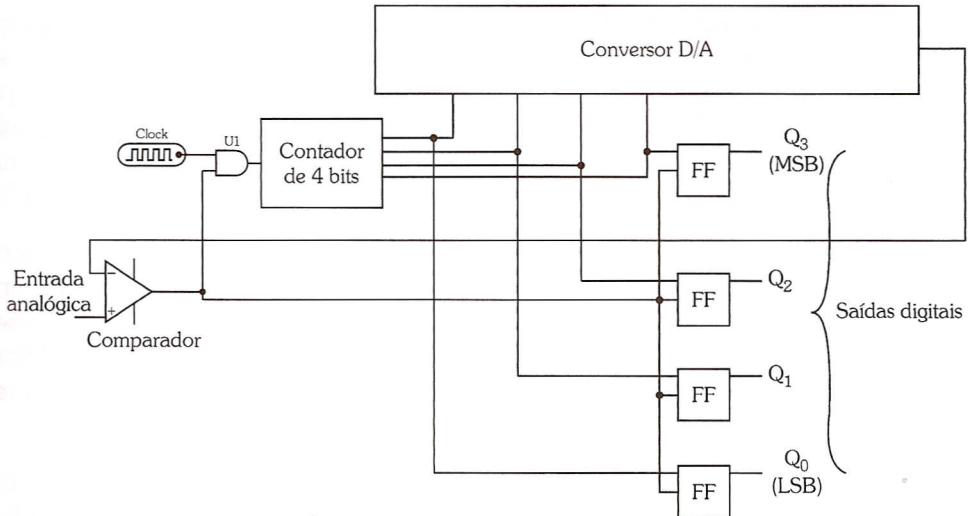


Figura 1.47: Conversor analógico em digital.

Existem outros circuitos que fazem a conversão AD e DA, e também CIs dedicados, construídos especificamente para essa função.

1.6.9. Filtros

Genericamente, filtros são circuitos que deixam passar só sinais de determinadas frequências, atenuando outras. Podemos ter os seguintes tipos de filtro:

- | | |
|------------------------------|-------------------------------|
| a) Filtro Passa-Altas (FPA) | c) Filtro Passa-Faixa (FPF) |
| b) Filtro Passa-Baixas (FPB) | d) Filtro Rejeita-Faixa (FRF) |

Se considerarmos o filtro ideal, as curvas de respostas em frequência serão as seguintes:

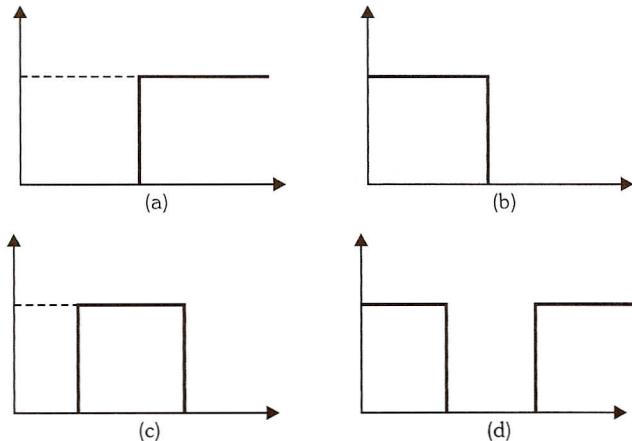


Figura 1.48: Curvas de resposta em frequência ideal dos tipos de filtro.

Na prática não é possível ter essas curvas devido a limitações nos elementos que constituem esses filtros. Existem várias maneiras de construí-los. Podem ser construídos só com elementos passivos (resistores, indutores e capacitores) por isso são chamados de filtros passivos. A sua principal vantagem é não necessitarem de fonte de alimentação, porém são caros, volumosos, não produzem inclinação maior do que 20dB/década e o ganho é menor do que 1.

Os filtros ativos, apesar de necessitarem de alimentação externa, são bastante populares, pois podem ter inclinação maior do que 20dB/década. Existe uma variedade muito grande de tipos de filtros ativos (Butterworth, Chebyshev, Bessel e outros), cada um com uma característica específica. Para simplificar, consideraremos somente o tipo Butterworth o qual apresenta uma máxima resposta plana.

Os filtros ativos se classificam de acordo com o número de redes RC que possuem (ou o número de polos). Quanto maior o número de redes RC, maior a queda (atenuação), assim sendo temos filtros com atenuação de 20dB/década (um polo), 40dB/década (dois polos), 60dB/década (três polos) etc.

1.6.9.1. Filtro Passa-Baixas de Um Polo

A seguir a Figura 1.49 mostra um filtro ativo passa-baixas de um polo. Para esse circuito a expressão do ganho (V_S/V_e) é dada por:

$$\text{Ganho} = \frac{V_S}{V_e} = \frac{A_{vf}}{1 + j\left(\frac{f}{f_c}\right)}$$

O módulo do ganho é calculado por:

$$|Ganho| = \sqrt{\frac{A_{vf}}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

em que $A_{vf} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ é o ganho no patamar (ganho DC) e $f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ é a frequência de corte.

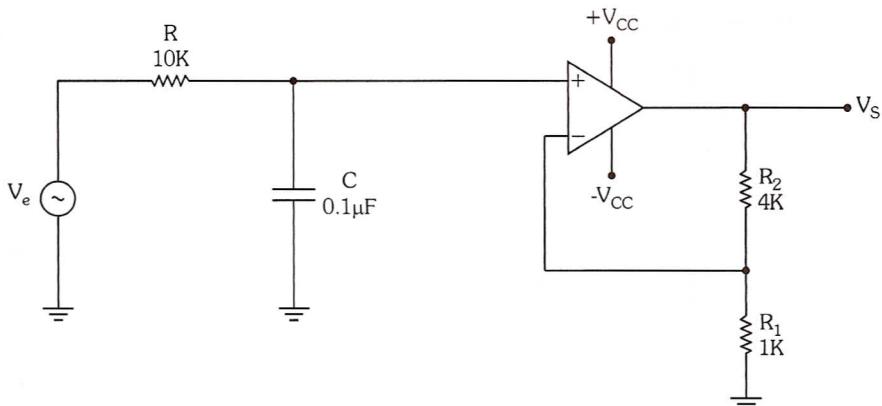


Figura 1.49: Filtro passa-baixas de primeira ordem (um polo).

A Figura 1.50 mostra a curva de resposta em frequência do ganho, exibindo duas medidas feitas através de cursores. Lembrando que na frequência de corte o valor do ganho é 3dB menor do que no patamar (definição), logo para o circuito da Figura 1.49 no patamar o ganho vale 14dB, portanto na frequência de corte o ganho deve valer 11dB. Acima dessa frequência o ganho diminui à taxa de 20dB por década.

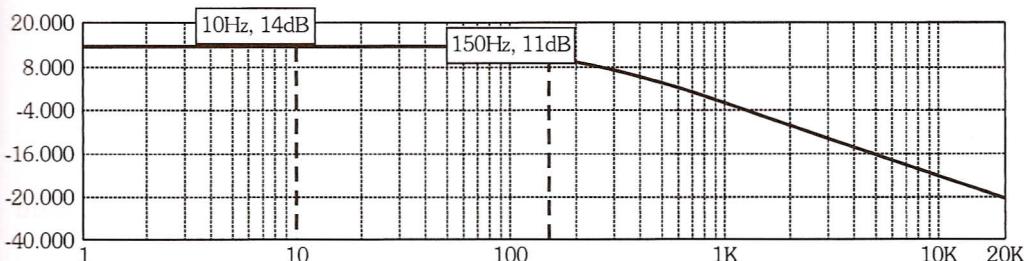


Figura 1.50: Filtro passa-baixas de primeira ordem - curva de resposta em frequência do ganho.

A fase do ganho também muda com a frequência. Muito abaixo da frequência de corte a defasagem entre V_s e V_e é nula (as duas tensões estão em fase), na frequência de corte a defasagem entre V_s e V_e é -45° , e a tensão de saída estará atrasada em relação à entrada. Para frequências muito acima da de corte essa defasagem tende para -90° .

A Figura 1.51 mostra o gráfico relacionando a fase do ganho com a frequência do circuito da Figura 1.49.

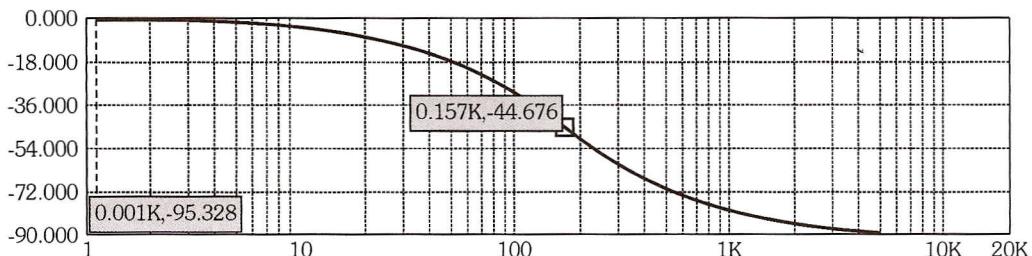


Figura 1.51: Filtro passa-baixas de primeira ordem - curva de resposta em frequência da fase do ganho.

Exercício Resolvido

1. Considere que na Figura 1.49 os valores dos componentes são $R_1 = 1K$, $R_2 = 4K$, $C = 0,1\mu F$ e $R = 10K$.

- a) Calcular a frequência de corte

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 156\text{Hz}$$

- b) Calcular o valor da saída se $V_e=0,5V_{\text{pico}}/\text{senoidal}/100\text{Hz}$

O valor do ganho no patamar é $A_{vf} = 1 + \frac{4K}{1K} = 5K$

O valor do ganho em 50Hz é:

$$|Ganho| = \frac{5}{\sqrt{1 + \left(\frac{50}{156}\right)^2}} = 4,76, \text{ portanto o valor da tensão na saída}$$

será: $V_S = 4,76 \cdot 1V = 4,76V_{\text{pp}}$

- c) Calcular a tensão de saída se a $V_e=0,5V_{\text{pico}}/\text{senoidal}/500\text{Hz}$

Na frequência de 500Hz o ganho vale:

$$|Ganho| = \frac{5}{\sqrt{1 + \left(\frac{500}{156}\right)^2}} \approx 1,5, \text{ portanto o valor da tensão na saída}$$

será: $V_S = 1,5 \cdot 1V = 1,5V_{\text{pp}}$

1.6.9.2. Filtro Passa-Baixas de Dois Polos

Veja na Figura 1.52 um filtro ativo passa-baixas de dois polos (queda de 40dB/década), sendo assim denominado por ter dois circuitos RC. A análise matemática avançada mostra que a resposta é a mais plana possível quando o ganho de malha fechada vale 1,586, ou 4dB. Desta forma a relação entre R_1 e R_2 é dada por:

$$R_2 = 0,586 \cdot R_1, \text{ se } R_1 = 1K,$$

então $R_2 = 0,586K = 586$ ohms (valor comercial mais próximo 560 ohms).

A frequência de corte (f_c) vale:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

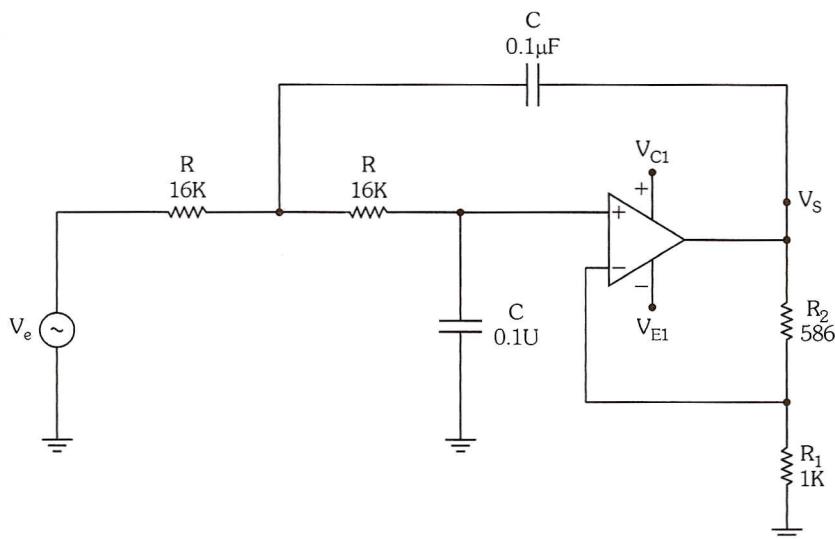


Figura 1.52: Filtro passa-baixas de segunda ordem (dois polos).

A Figura 1.53 mostra a curva de resposta em frequências com o primeiro cursor indicando o ganho (4dB) e a frequência (4Hz) no patamar. O ganho é calculado por:

$$G = 20 \cdot \log(1+R_2/R_1) = 20 \cdot \log 1,586 = 4dB$$

O segundo cursor mostra a freqüência de corte (100Hz) na qual o ganho vale aproximadamente 1dB (3dB abaixo do ganho no patamar).

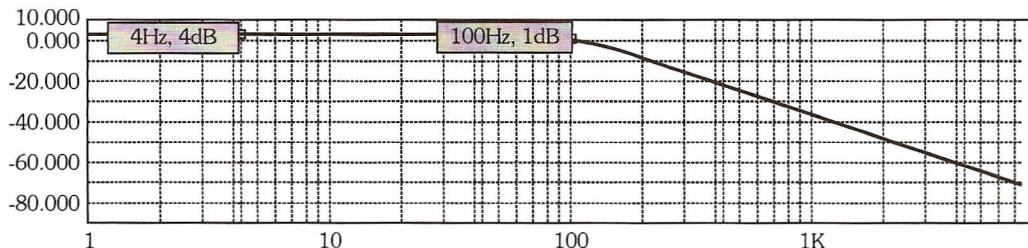


Figura 1.53: Filtro passa-baixas de segunda ordem - curva de resposta em frequência do ganho.

O gráfico da Figura 1.54 é o mesmo da Figura 1.53 com os dois cursores na região acima da frequência de corte, separados por uma década de frequência (o primeiro indica 200Hz e o segundo indica 2KHz). A diferença nos ganhos é de 40dB, isto é, a queda do gráfico é de 40dB/década.

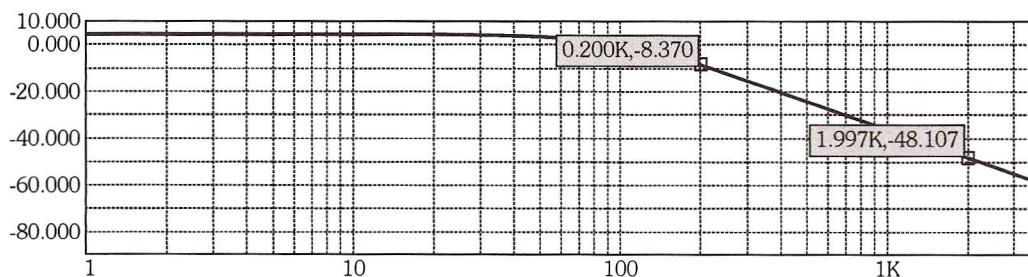


Figura 1.54: Curva de resposta em frequência - o primeiro cursor indicando aproximadamente -8dB e o segundo cursor indicando aproximadamente -48dB.

1.6.9.3. Filtro Passa-Altas de Um Polo

É obtido invertendo as posições de R e C no FPB, Figura 1.49. A expressão da saída em função da frequência é dada por:

$$\text{Ganho} = \frac{V_S}{V_e} = \frac{A_{vf}}{1 + j\left(\frac{f_c}{f}\right)} \quad | \text{Ganho}| = \sqrt{\frac{A_{vf}}{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

em que $A_{vf} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ é o ganho no patamar para frequências elevadas (muito acima da frequência de corte).

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \text{ é a frequência de corte.}$$

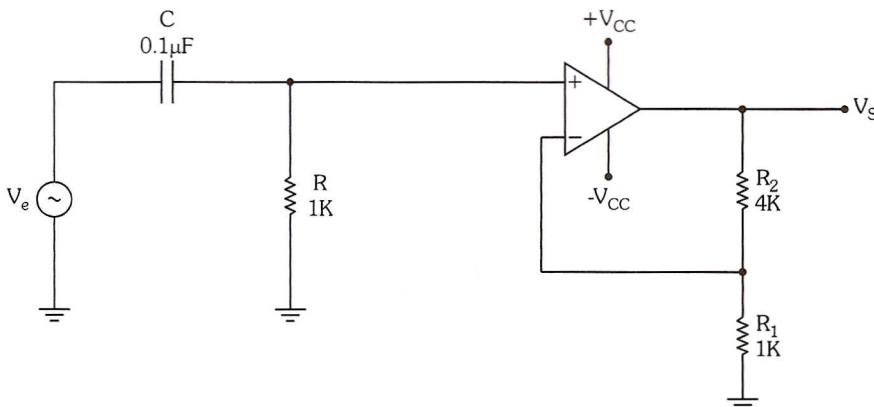


Figura 1.55: Filtro passa-altas de primeira ordem (um polo).

A Figura 1.56a e b mostra, respectivamente, a curva de resposta em frequência do ganho e a curva de resposta em frequência da fase do ganho.

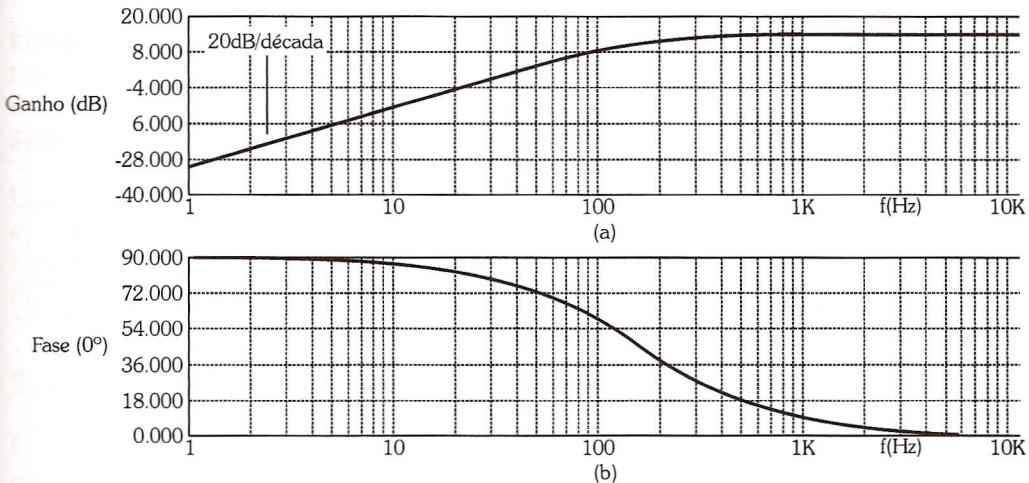


Figura 1.56: FPA curvas de resposta em frequência (a) ganho, (b) fase do ganho.

1.6.9.4. Filtro Passa-Altas de Dois Polos

Para construir um FPA de segunda ordem, basta inverter R e C no circuito FPB de dois polos. Observe na Figura 1.57 um filtro ativo passa-altas de dois polos (queda de 40dB/década). O valor do ganho de malha fechada continua sendo dado por 1,586, isto é, $R_2 = 0,586 \cdot R_1$.

A frequência de corte, f_c , é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

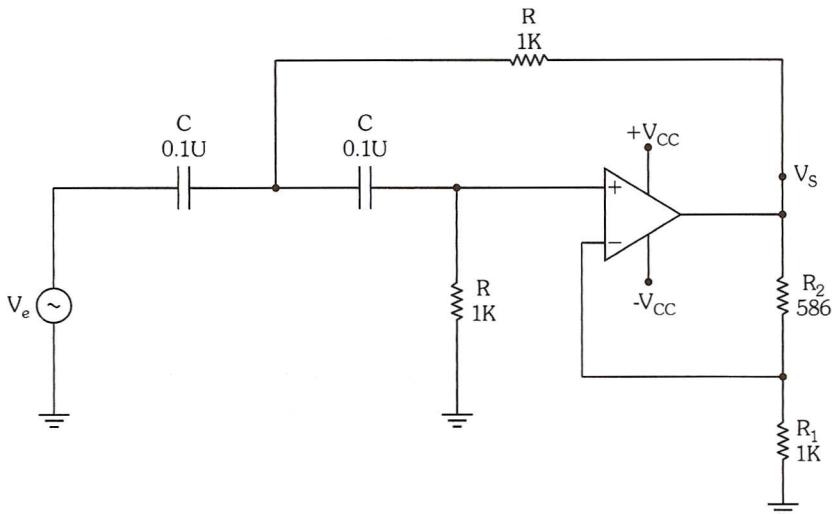


Figura 1.57: Filtro passa-altas de segunda ordem (dois polos).

A Figura 1.58a e b mostra, respectivamente, a curva de resposta em frequência do ganho e a curva de resposta em frequência da fase do ganho.

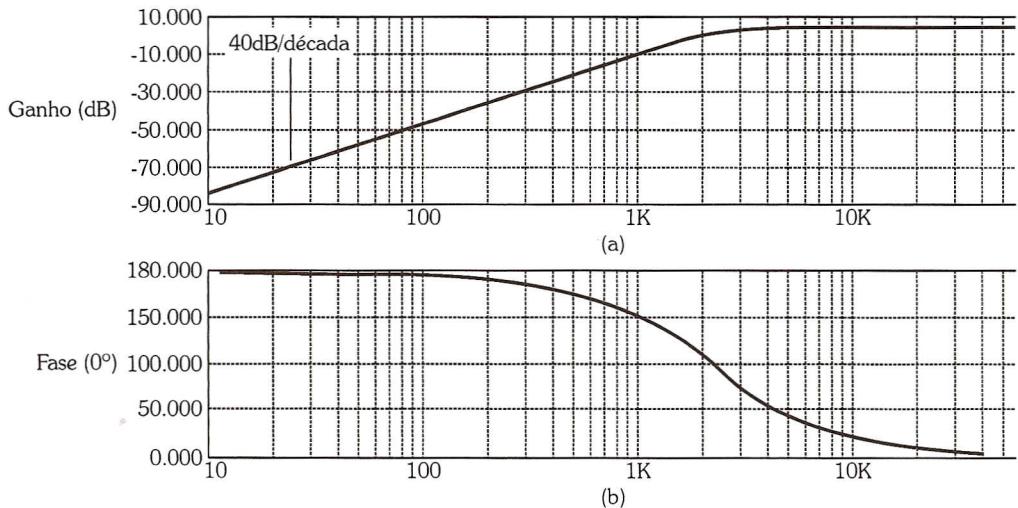


Figura 1.58: FPA de segunda ordem - curvas de resposta em frequência (a) ganho, (b) fase do ganho.

1.7. Aplicações Não Lineares

A Figura 1.59 mostra a curva característica de transferência em malha aberta de um AO típico. No gráfico podemos observar que existe uma região de comportamento linear, mas muito estreita.

Para $-0,1\text{mV} < V_e < 0,1\text{mV}$ a saída será $V_S = 100.000 \cdot V_e$ fora deste intervalo o AO satura. Na prática se a tensão de entrada, em módulo, for muito maior do que $0,1\text{mV}$, a curva característica de transferência se aproxima da ideal.

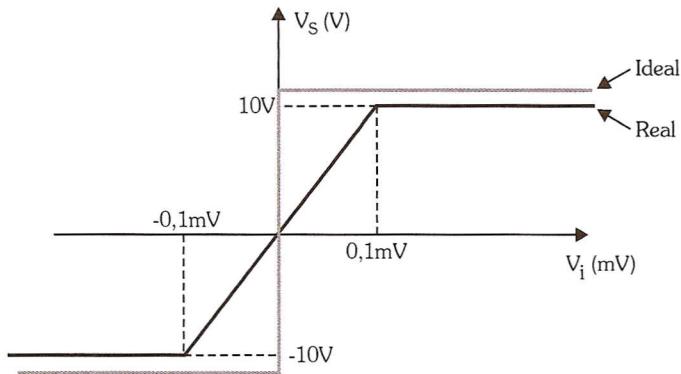


Figura 1.59: Curva característica de transferência em malha aberta.

Com base no gráfico da Figura 1.59 são construídos os circuitos comparadores nos quais uma tensão é comparada com uma tensão de referência. Se o valor dessa tensão for maior do que a referência, a saída satura positivamente, por exemplo, e se for menor, satura negativamente.

O objetivo é associar à tensão uma variável física, por exemplo o nível de água em um reservatório, desta forma será possível usar circuitos eletrônicos para tomar decisões (se o nível da água cair abaixo de um determinado valor, a saída do circuito muda ligando uma bomba hidráulica, por exemplo).

1.7.1. Comparador de Zero Não Inversor

O circuito da Figura 1.60a muitas vezes é chamado de comparador de zero ou detector de zero não inversor porque, quando a tensão de entrada passar por zero, a saída muda de $+V_{\text{Sat}}$ para $-V_{\text{Sat}}$ ou vice-versa.

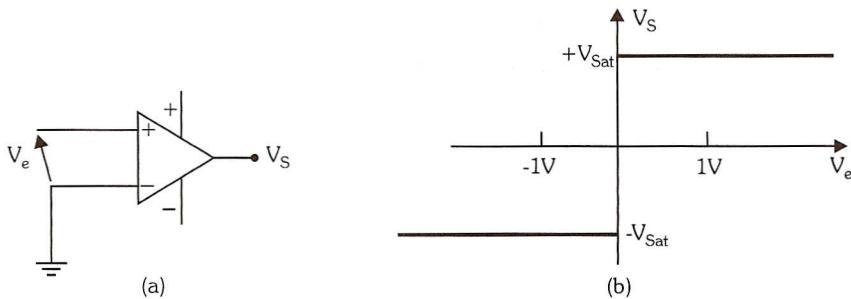


Figura 1.60: Comparador de zero não inversor e característica de transferência.

Por exemplo, se $V_e = 1 \cdot \text{sen}\omega \cdot t(V)$ no circuito da Figura 1.60a a saída será uma onda quadrada de mesma frequência e em fase com o sinal de entrada.

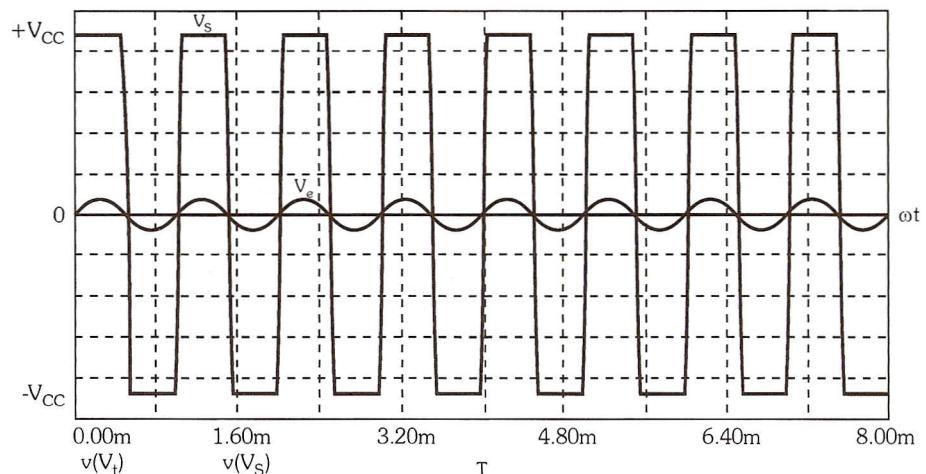


Figura 1.61: Formas de onda de entrada e saída de um comparador de zero não inversor.

1.7.2. Comparador de Zero Inversor

É semelhante ao não inversor, porém o sinal é aplicado na entrada inversora, Figura 1.62a.

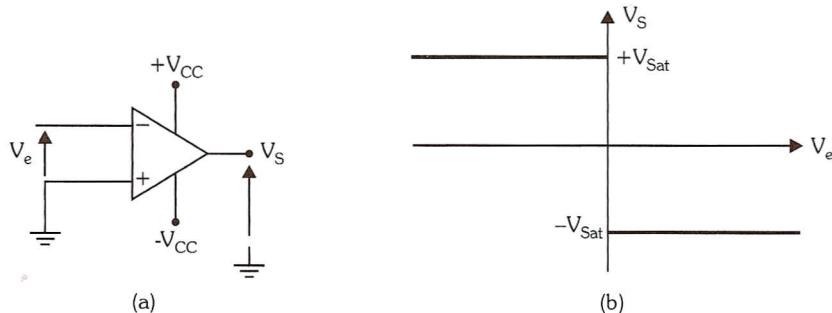


Figura 1.62: Comparador de zero inversor (a) circuito, (b) característica de transferência.

Se for aplicado um sinal senoidal como $V_e = 4 \cdot \text{sen}\omega \cdot t(V)$ na entrada do circuito, a saída será uma onda quadrada de mesma frequência, mas defasada de 180° em relação à entrada.

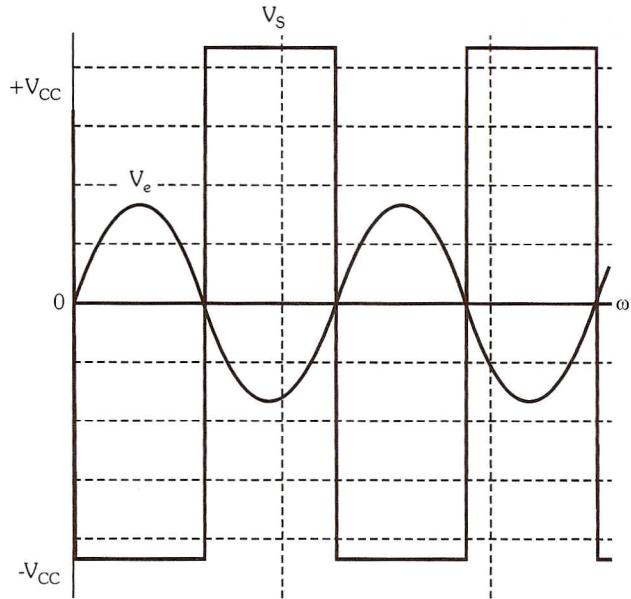


Figura 1.63: Curva característica de transferência do comparador de zero inversor.

1.7.3. Comparador de Zero Inversor com Histerese

Por causa do alto ganho os circuitos comparadores anteriores são sensíveis a ruídos quando a entrada estiver passando por zero, isto é, se nesse instante aparecer um ruído na entrada, a saída oscila entre $+V_{Sat}$ e $-V_{Sat}$ até que a amplitude do sinal supere a do ruído. Nessas condições o circuito ligado na saída entende que o sinal na entrada do comparador passou várias vezes por zero, quando na realidade foi o ruído que provocou as mudanças na saída. Para evitar isso deve ser colocada uma imunidade contra ruído chamada de histerese, que em termos de característica de transferência resulta no gráfico da Figura 1.64b.

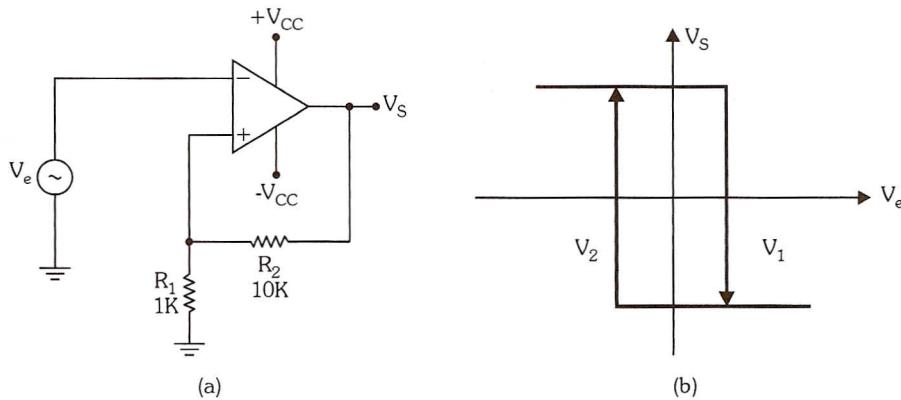


Figura 1.64: (a) Circuito comparador de zero com histerese, (b) curva de transferência.

Observe no circuito da Figura 1.64a que a realimentação é positiva (se as entradas fossem invertidas, o circuito seria um amplificador não inverter. Atenção, portanto!!!). A realimentação positiva faz com que a mudança de $+V_{Sat}$ para $-V_{Sat}$ ou vice-versa seja mais rápida (só é limitada pelo slew rate do AO). Os valores das tensões que provocam a mudança da saída são calculados por:

$$V_1 = +\frac{R_1 \cdot V_{Sat}}{R_1 + R_2} \quad e \quad V_2 = -\frac{R_1 \cdot V_{Sat}}{R_1 + R_2}$$

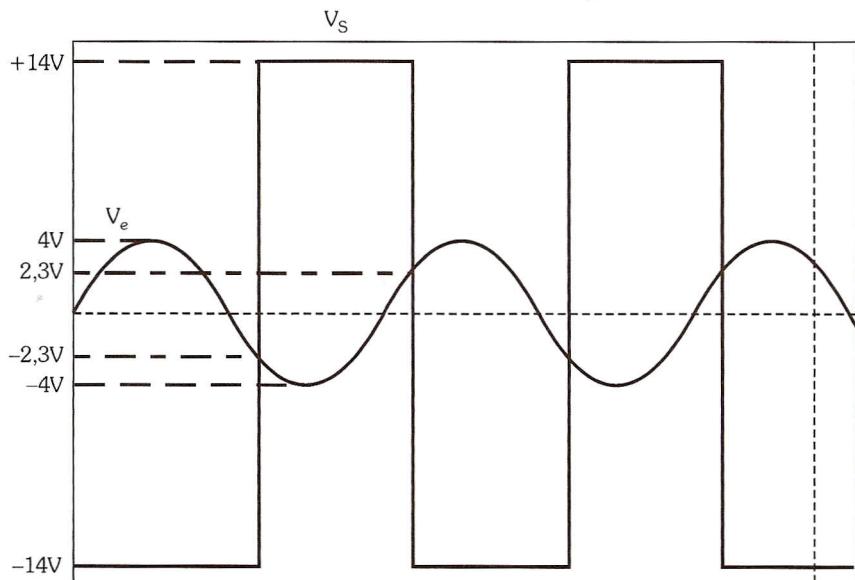
O circuito tem imunidade contra ruído, porém para mudar de $+V_{Sat}$ para $-V_{Sat}$ a amplitude do sinal deve ser maior do que V_1 e para mudar de $-V_{Sat}$ para $+V_{Sat}$ a amplitude do sinal deve ser menor do que $-V_2$.

Exercício Resolvido

1. Considere o circuito da Figura 1.64 com os valores $R_1 = 2K$ e $R_2 = 10K$. Desenhar a forma de onda de saída se a entrada for senoidal e de $4V_P$ e $V_{Sat}(+) = +14V$ e $V_{Sat}(-) = -14V$.

Os valores que provocam a mudança são:

$$V_1 = \frac{2K \cdot 14V}{2K + 10K} = 2,3V, \quad V_2 = \frac{2K \cdot -14V}{2K + 10K} = -2,3V$$



Observe que a forma de onda continua a ser quadrada, porém com uma leve defasagem. Quanto maior for o valor de pico da senoide em relação à V_1 e V_2 menor será a defasagem.

1.7.4. Comparador de Nível

Num comparador de nível a tensão de entrada (V_e) é comparada com uma tensão de referência V_R em vez do terra, Figura 1.65. Na prática isso pode ser usado para determinar se uma grandeza física (nível de um reservatório, temperatura, luz etc.) atingiu um nível predeterminado.

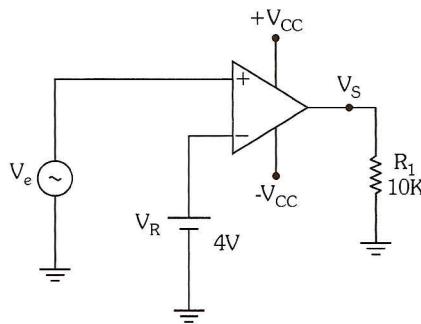


Figura 1.65: Comparador de nível.

No circuito da Figura 1.65 se V_e for maior do que 4V (V_R), a saída será $-V_{CC}$; caso contrário, $+V_{CC}$. A Figura 1.66 mostra a curva de transferência (V_S x V_e).

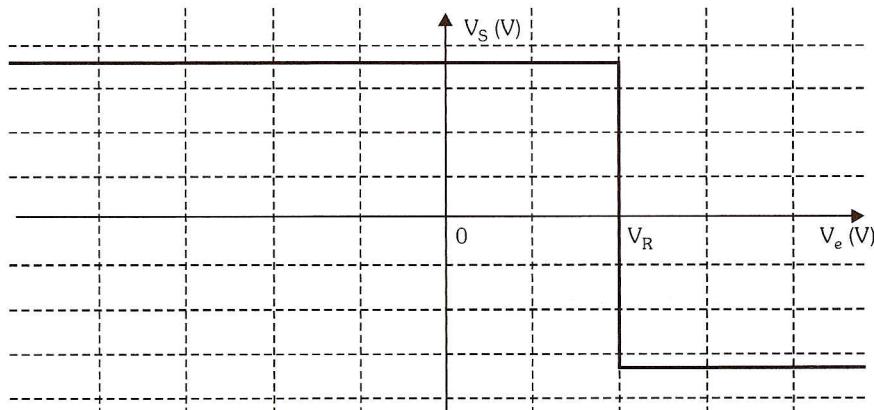
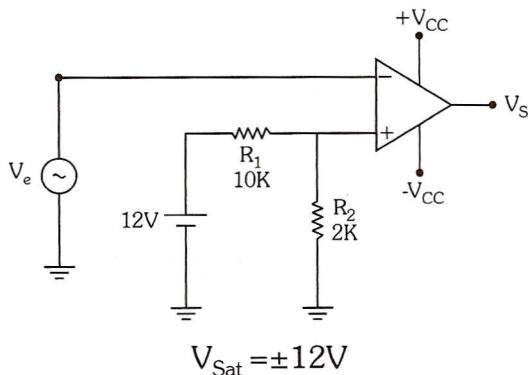


Figura 1.66: Curva característica de transferência do comparador de nível inversor.

Exercício Resolvido

1. Desenhar o gráfico de $V_S \times t$ para o circuito da figura a seguir e considerando que a tensão de entrada é senoidal e de 4V de pico.

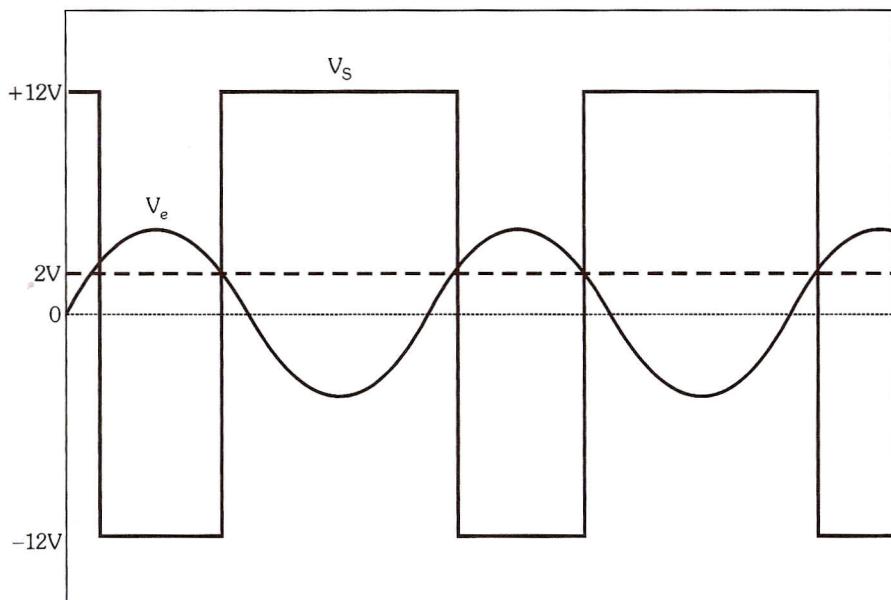


Solução

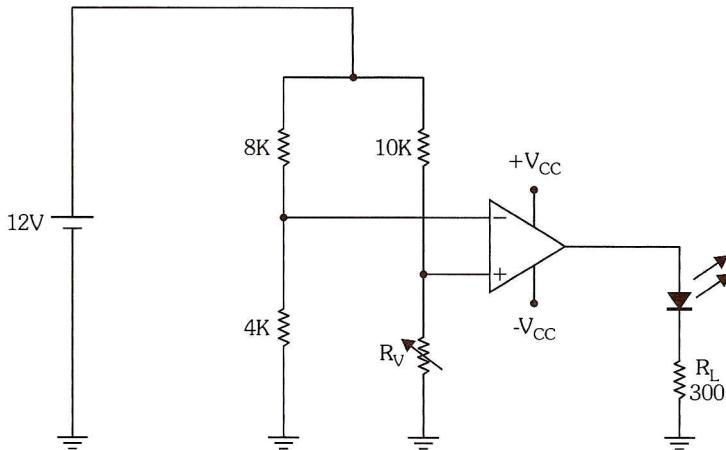
A tensão de referência é a tensão na entrada não inversora e vale:

$$V_R = \frac{2K \cdot 12V}{10K + 2K} = 2V$$

Enquanto $V_e < 2V$, a saída será alta ($+12V$) e quando $V_e > 2V$, a saída será baixa ($-12V$).



2. Para que valores de R_V o LED acende?



Solução

Para que o LED acenda a tensão na entrada não inversora deve ser maior do que a tensão na entrada inversora, isto é:

$$V_- = \frac{4K \cdot 12V}{8K + 4K} = 4V \text{ e como } V_+ = \frac{R_V \cdot 12}{R_V + 10}$$

então para o LED acender $V_+ = \frac{R_V \cdot 12}{R_V + 10} > 4V$ ou $12 \cdot R_V > 4 \cdot R_V + 40$ ou $8 \cdot R_V > 40$, portanto $R_V > 5K$.

Na prática, onde você usaria esse circuito? Imagine que R_V pode ser qualquer dispositivo que tenha a sua resistência variada em função da variação de um parâmetro físico como luz, nível, temperatura etc.

1.7.5. Monoestável

Um monoestável é um circuito que tem um estado estável e um estado instável. Para passar do estado estável para o instável é preciso que um agente externo atue no circuito (em geral um pulso de disparo). A volta para o estado estável é feita sem a intervenção externa após um intervalo de tempo T_i , determinado por uma constante de tempo RC . Um exemplo de circuito monoestável é o timer da sua TV. Você programa para ela desligar duas horas depois.

Na Figura 1.67 se a chave estiver aberta, a tensão na entrada não inversora será uma parcela da tensão de saída, que vamos admitir que é $+V_{CC}$. Como o capacitor C se carregou através de R, o diodo estará conduzindo, limitando a

tensão em C em aproximadamente 0,7V. Se a tensão realimentada para a entrada não inversora for maior do que 0,7V, será uma condição estável, isto é, a saída permanece em $+V_{CC}$ indefinidamente.

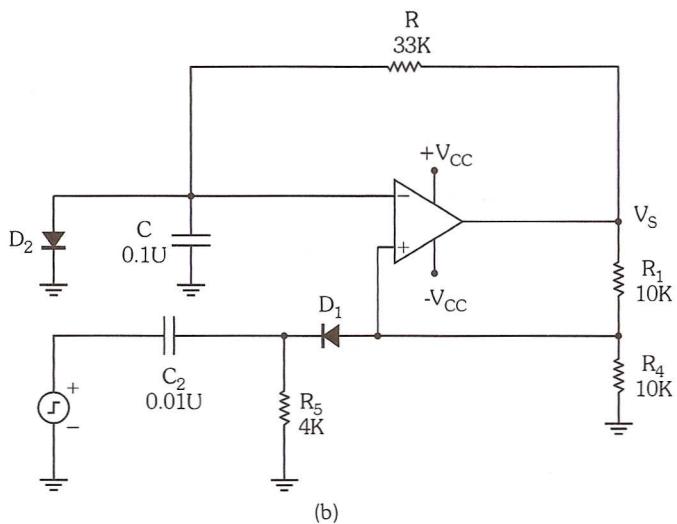
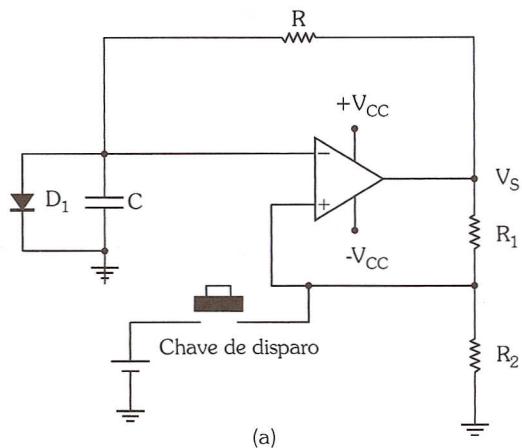


Figura 1.67: Circuito monoestável (a) disparado manualmente, (b) disparado por pulsos.

Se a chave CH for pressionada momentaneamente, na entrada + é aplicada uma tensão negativa, forçando a saída para $-V_{CC}$, o que faz com que seja realimentado agora para a entrada + uma tensão negativa, o que mantém a saída em $-V_{CC}$. O capacitor C começa a se carregar com polaridade contrária, o que corta o diodo D₁. Após um tempo T_i a tensão em C torna-se igual a $-\beta \cdot V_{CC}$.

Quando a tensão em C for mais negativa que a tensão na entrada +, a saída volta para $+V_{CC}$. A partir desse instante o capacitor C volta a se carregar com

valor positivo, fazendo o diodo conduzir grampeando a tensão em C em 0,7V, e o circuito volta para a condição estável novamente. A Figura 1.68 mostra graficamente o que já foi explicado.

O disparo pode ser feito através de pulso em vez de chave. A Figura 1.67b mostrou o monoestável disparado por pulsos negativos, que são obtidos diferenciando uma onda quadrada e deixando passar apenas os pulsos negativos.

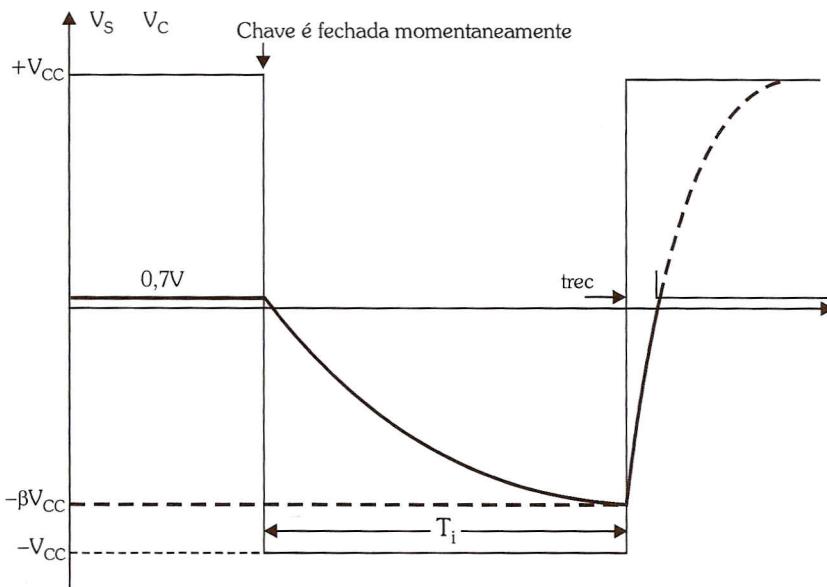


Figura 1.68: Circuito monoestável - formas de onda na saída e capacitor.

A duração da temporização (T_i) é dada por:

$$T_i = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1-\beta} \text{ em que } \beta = \frac{R_4}{R_1 + R_4}$$

Após o circuito ter voltado ao estado estável, ainda demora um tempo para que ele possa dar início a um novo ciclo, isso porque, apesar de a saída ser $+V_{CC}$, o capacitor ainda está se carregando, no caso através de R, o que pode levar a tempos de recuperação (t_{rec}) da mesma ordem de grandeza de T_i .

Para diminuir o tempo de recuperação do circuito, a carga de C deve ser feita por uma resistência de baixo valor. No caso da Figura 1.69 a resistência é R_6 de 100 ohms.

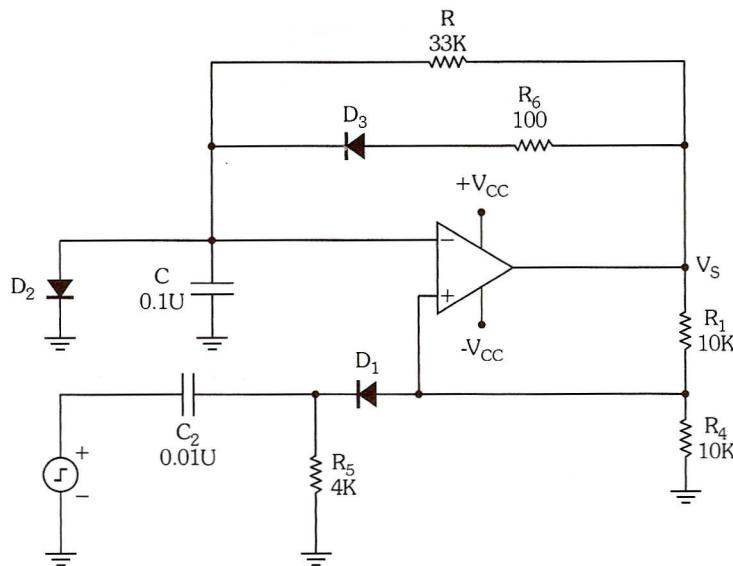


Figura 1.69: Monoestável de recuperação rápida.

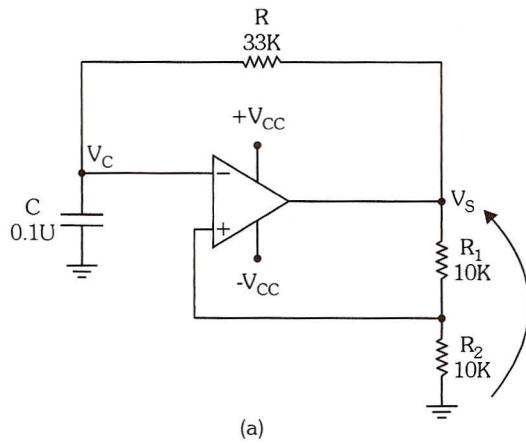
1.7.6. Astável

O astável é um circuito que gera uma onda quadrada através da carga e descarga de um capacitor.

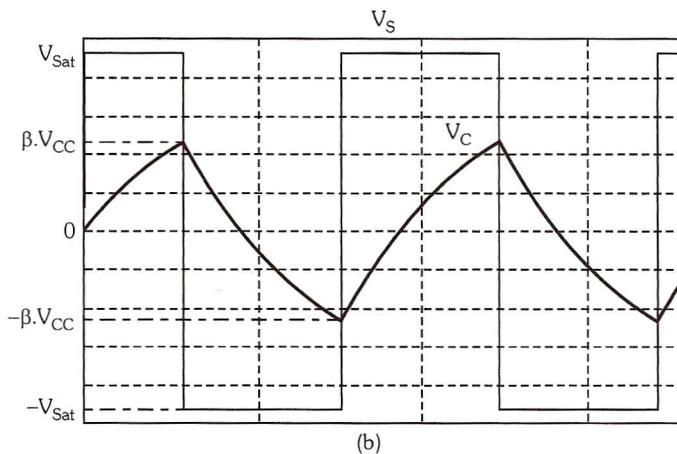
A Figura 1.70 mostra o circuito de um astável. Nesse circuito a saída V_S oscila entre $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$ em função da comparação entre tensões nas entradas V_+ e V_- . Se $V_+ > V_-$, a saída será igual a $+V_{CC}$; caso contrário, será $-V_{CC}$.

Admitindo que a saída é $+V_{CC}$, o capacitor se carrega através de R , tendendo para $+V_{CC}$. Quando a tensão no capacitor atingir $\beta \cdot V_{CC}$ (na realidade for alguns mV maior), nesse instante a saída muda para $-V_{CC}$ e o capacitor começa a se carregar através de R , tendendo a tensão agora para $-V_{CC}$. Quando a tensão no capacitor for mais negativa que a tensão na entrada V_+ , a saída volta para $+V_{CC}$ e assim sucessivamente. A parcela da saída que realmente a entra não inversora vale:

$$V_C = \beta \cdot V_{CC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$



(a)



(b)

Figura 1.70: (a) Astável simétrico, (b) formas de onda.

O período das oscilações é calculado por $T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$.

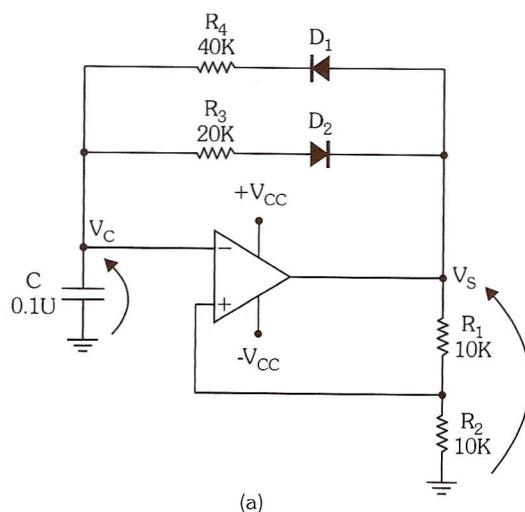
Sendo:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

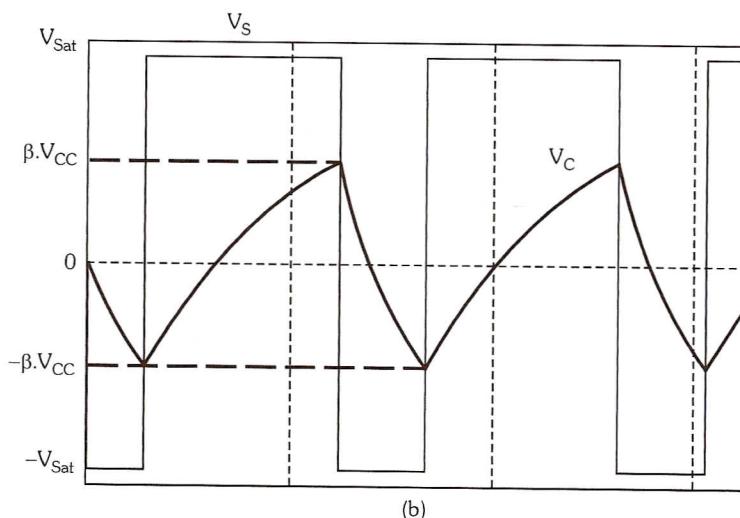
Caso seja necessário semiperíodos diferentes, pode ser usado o circuito da Figura 1.71a. No caso cada semiperíodo pode ser calculado por:

$$T_H = R_4 \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta} \quad e \quad T_L = R_3 \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

T_H é o tempo que a saída fica em nível alto e T_L o tempo que fica em nível baixo.



(a)



(b)

Figura 1.71: (a) Astável assimétrico, (b) formas de onda.

Na Figura 1.71a se a saída for alta ($+V_{CC}$), C se carrega através de R_4 e diodo D_1 . Quando a saída for baixa ($-V_{CC}$), o capacitor se carrega através de R_3 e D_2 , desta forma é possível ter o tempo alto (T_H) diferente do tempo baixo (T_L), os quais são calculados por:

$$T_H = R_4 \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta} \quad e \quad T_L = R_3 \cdot C \cdot \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

Exercício Resolvido

1. Na Figura 1.71a são dados $R_1 = 10K = R_2$, $R_3 = 20K$, $R_4 = 40K$, $C = 0,1\mu F$.

Calcule os tempos em nível alto (V_{CC}) e nível baixo ($-V_{CC}$).

Solução

Primeiramente calculemos os tempos alto e baixo.

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10K}{10K + 10K} = 0,5$$

$$T_H = 40 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot \ln \frac{1+0,5}{1-0,5} = 4,4ms$$

$$T_L = 20 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot \ln \frac{1+0,5}{1-0,5} = 2,2ms$$

1.7.7. Comparador de Janela

Esse circuito também é chamado de detetor de faixa ou comparador de janela, e dá uma tensão negativa ou nula na saída quando a entrada estiver dentro de uma determinada faixa de valores, e dá uma saída positiva quando fora da faixa, Figura 1.72.

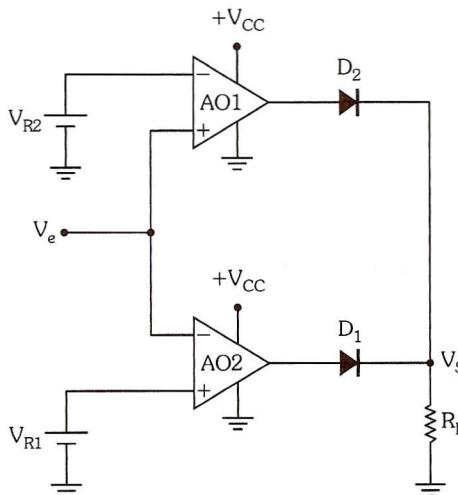


Figura 1.72: Comparador de janela.

No circuito da Figura 1.72 temos as seguintes possibilidades, considerando V_{R2} maior do que V_{R1} :

- $V_e > V_{R2}$. A saída do AO2 é $+V_{CC}$ e, portanto D_2 conduz. A saída do AO1 é $-V_{CC}$, portanto D_1 estará polarizado reversamente, $V_S = +V_{CC}$.
- $V_{R1} < V_e < V_{R2}$. A saída dos dois AOs será $-V_{CC}$, portanto os dois diodos estarão cortados. A saída $V_S = 0$.
- $V_e < V_{R1}$. A saída do AO1 é $+V_{CC}$, logo D_1 conduz. A saída do AO2 é $-V_{CC}$ e D_2 , portanto estará aberto. Nessas condições a saída $V_S = +V_{CC}$.

O circuito terá a seguinte característica de transferência:

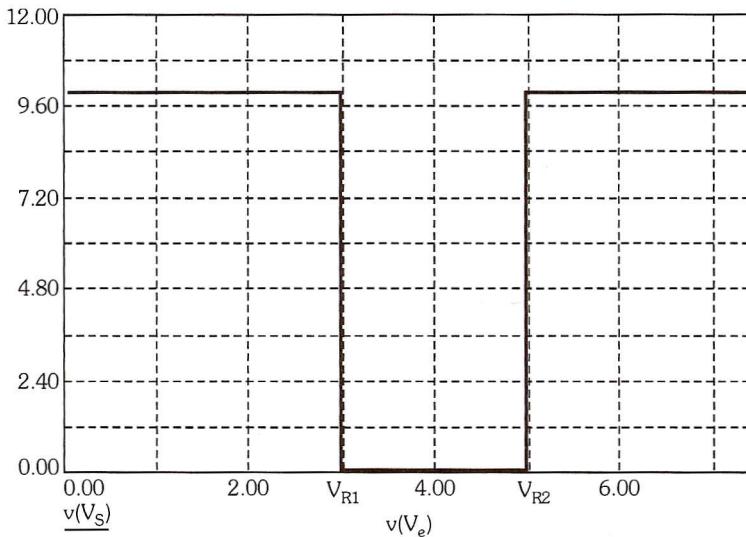


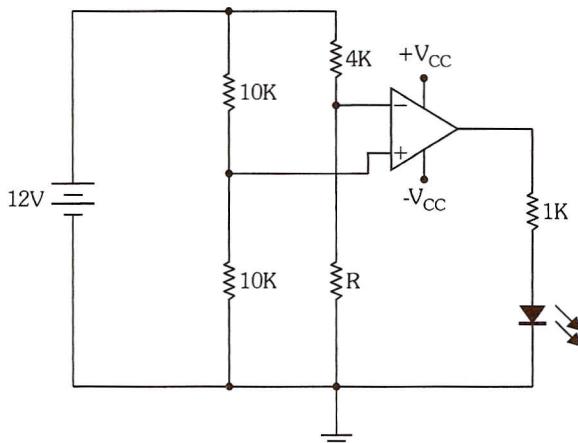
Figura 1.73: Característica de transferência de um comparador de janela.

Na prática podemos associar às tensões V_{R2} e V_{R1} uma variável qualquer como temperatura (T_2 e T_1) ou nível (L_2 e L_1).

Caso a grandeza a ser comparada seja temperatura, a tensão V_e é obtida num divisor de tensão que tem um termistor (PTC ou NTC). Enquanto a temperatura estiver dentro de uma determinada faixa a saída será zero e nada acontece, porém se a temperatura sair da faixa, a saída muda para nível alto e um alarme soa.

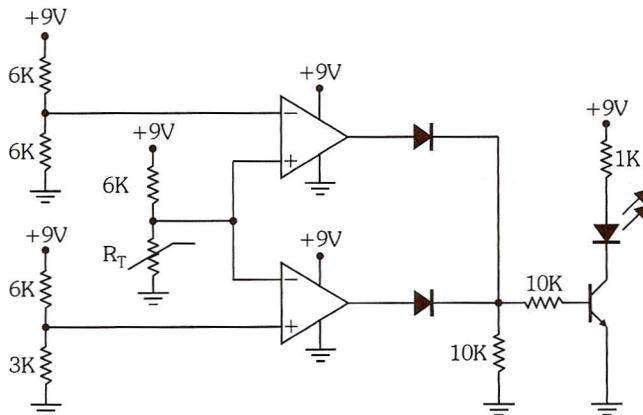
Exercícios Propostos

21. Para que o LED na saída do circuito acenda, o valor de R deve ser:

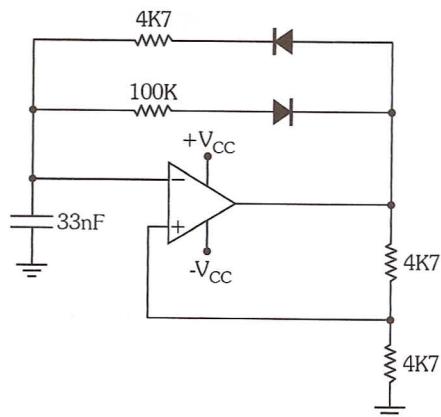


- a) Maior que 10K
- b) Menor que 10K
- c) Maior que 4K
- d) Menor que 4K
- e) Nda

22. O circuito detecta quando a temperatura sai da faixa (T_{\min} , T_{\max}). R_T é um sensor de temperatura cuja resistência varia com a temperatura de acordo com $R_T = 1000 + 100 \cdot T$, sendo R_T a resistência do sensor em ohms e T a temperatura em °C. Calcular os limites de temperatura.



23. Calcular a frequência de oscilação do circuito:





2

Circuito Integrado 555

2.1. Introdução

É um CI muito versátil, usado em todas as áreas de eletrônica. É um circuito misto, isto é, tem internamente circuitos analógicos como o operacional e circuitos digitais como o flip flop.

Basicamente é usado como astável, monoestável ou Schmitt trigger. A Figura 2.1a mostra a pinagem do CI no encapsulamento DIP de oito pinos e a Figura 2.1b, o diagrama em blocos interno do 555.

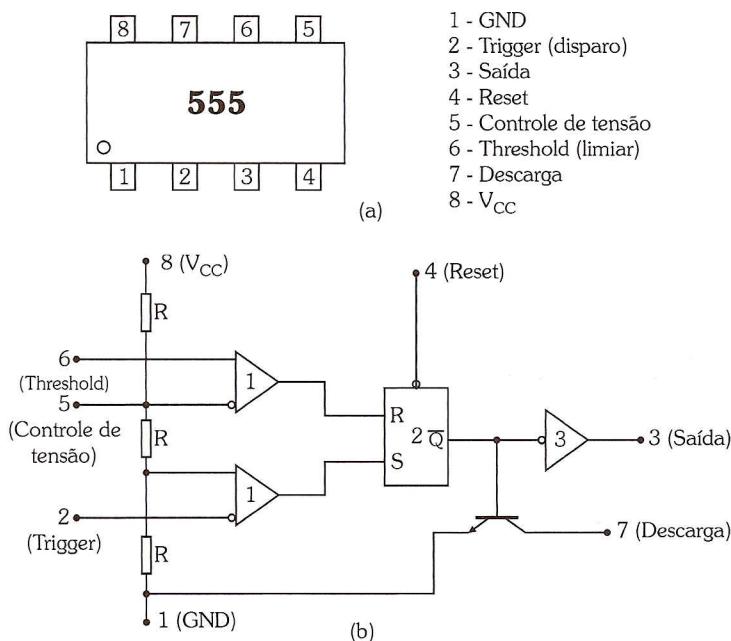


Figura 2.1: CI 555 - (a) pinagem, (b) diagrama de blocos interno.

Os resistores R (5K) formam um divisor de tensão; em cada um há uma tensão de $V_{CC}/3$. Os principais elementos desse diagrama em blocos são:

- **Comparadores (1):** num comparador a saída será alta (nível lógico 1 ou V_{CC}) se $V_+ > V_-$ e será baixa (nível lógico 0 ou 0V) se $V_+ \leq V_-$. A Figura 2.2a mostra um comparador com a saída alta e a Figura 2.2b, com saída baixa.

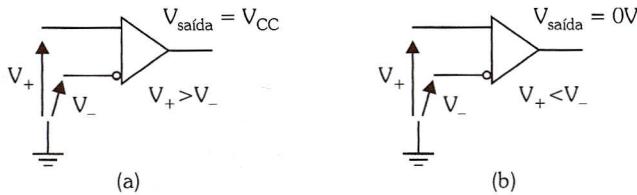


Figura 2.2: Comparadores.

No 555 a tensão no pino 2 (trigger) é sempre comparada com $V_{CC}/3$, enquanto a tensão no pino 6 (threshold) é comparada com $2 \cdot V_{CC}/3$.

- **Flip flop RS (2):** é um biestável, isto é, tem dois estados estáveis e a mudança de estado se faz de acordo com a tabela-verdade apresentada na Figura 2.3b. O símbolo está representado na Figura 2.3a.

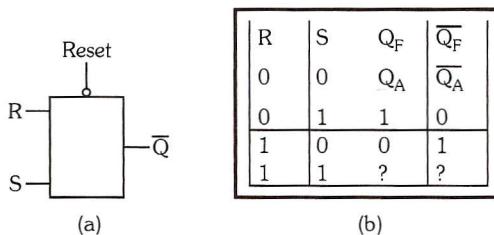


Figura 2.3: Flip flop RS - (a) símbolo, (b) tabela-verdade.

- **Buffer de saída (3):** tem como finalidade aumentar a capacidade de corrente do CI. A corrente de saída do CI está limitada a 200mA, podendo entrar ou sair. Observe que o buffer inverte a sua entrada, isto é, a saída do CI é Q .

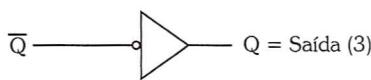


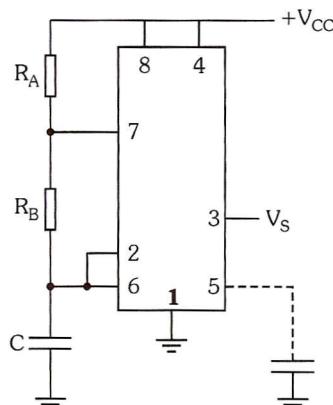
Figura 2.4: Buffer de saída.

Observação

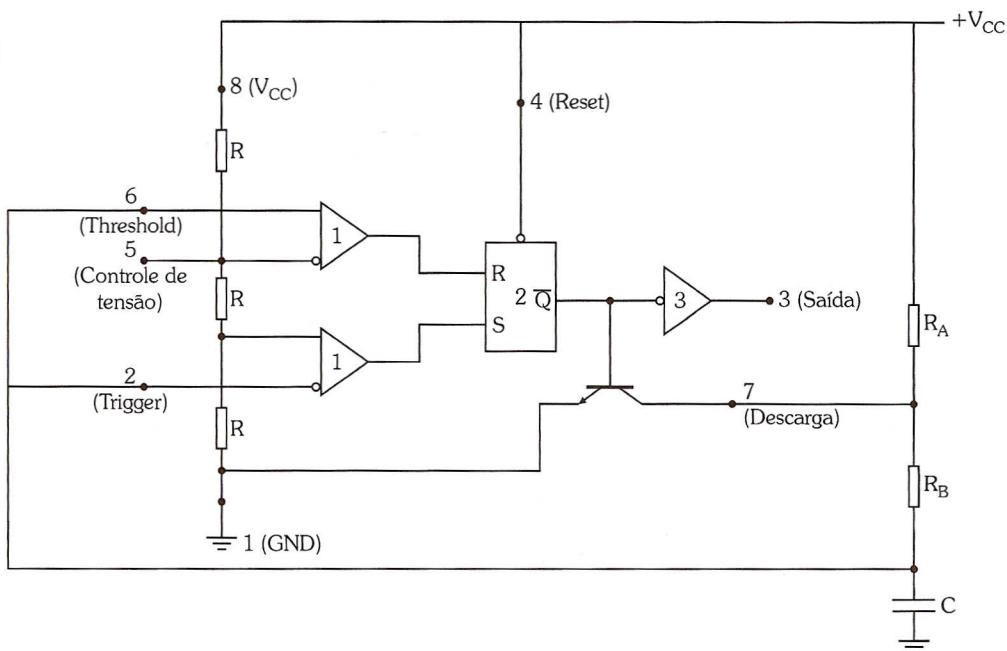
Transistor interno (TR): opera saturado quando $\bar{Q} = 1$ ou cortado quando $\bar{Q} = 0$.

2.2. Operação como Astável

O circuito básico é o da Figura 2.5a, sendo a Figura 2.5b o mesmo circuito, considerando o diagrama em blocos.



(a)



(b)

Figura 2.5: (a) Circuito básico astável com 555, (b) diagrama de blocos interno.

Na Figura 2.5, $V_C = V_6 = V_2$, e como inicialmente $S = 1$ (pois $V_C = V_6 = V_2 = 0$ e a tensão na entrada não inversora do comparador de baixo é $V_{CC}/3$) e $R = 0$

(pois a tensão na entrada não inversora é $V_C = V_6 = V_2 = 0$ e a tensão na entrada inversora do comparador de cima é $2/3$ de V_{CC}), portanto de acordo com a tabela-verdade do FF, a saída $Q = 1$ (saída complementar 0) e $V_S = V_{CC}$.

Como o transistor interno está cortado, C começa a carregar através de $R_A + R_B$.

Quando $V_C > V_{CC}/3$, então $R = S = 0$, o que mantém o estado do FF interno, isto é, $Q = 1$, saída V_{CC} .

Quando $V_C > \frac{2}{3} \cdot V_{CC}$, o FF reseta, isto é, na Figura 2.5 $R = 1$ e $S = 0$ e nesse instante a saída vai a zero, saturando o transistor interno e fazendo C se descarregar através de R_B e pelo transistor interno.

Quando a tensão em C cair abaixo de $V_{CC}/3$, novamente $S = 1$ e $R = 0$, setando o FF, portanto a saída volta para V_{CC} e o transistor corta, fazendo o capacitor carregar por $R_A + R_B$ e o ciclo se repete. A Figura 2.6 mostra o comportamento do circuito do ponto de vista dos gráficos.

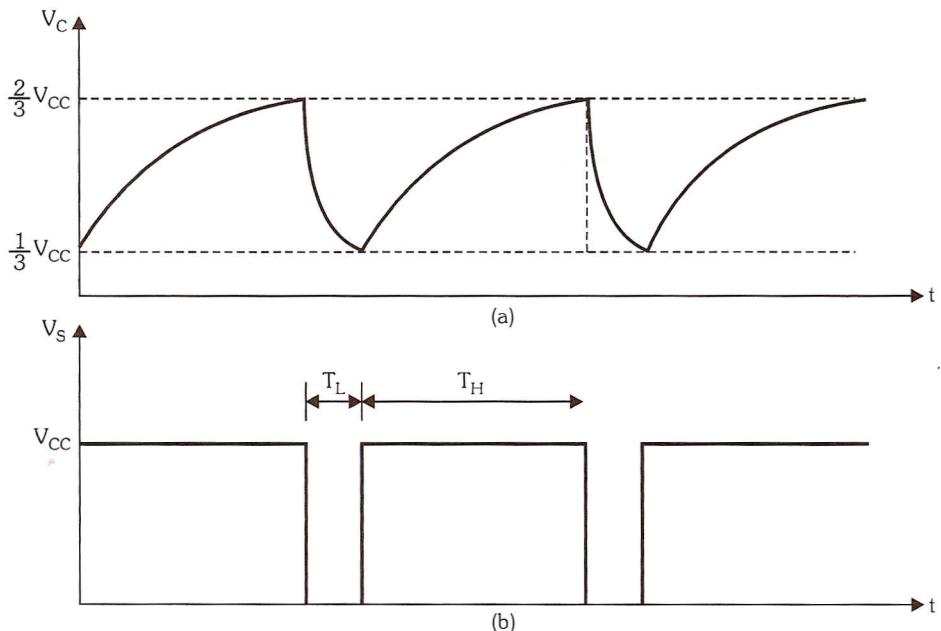


Figura 2.6: Formas de onda no astável com 555 (a) no capacitor, (b) na saída.

Os tempos alto (T_H) e baixo (T_L) são calculados por:

$$T_H = 0,69 \cdot (R_A + R_B) \cdot C \quad \text{e} \quad T_L = 0,69 \cdot R_B \cdot C$$

Observe que o tempo alto é maior que o tempo baixo, pois a carga se dá por ($R_A + R_B$) e a descarga por R_B . Caso se desejem tempos iguais, deve-se impor R_B muito maior do que R_A , que deve ter valor de pelo menos 1K para que o transistor interno não sofra danos.

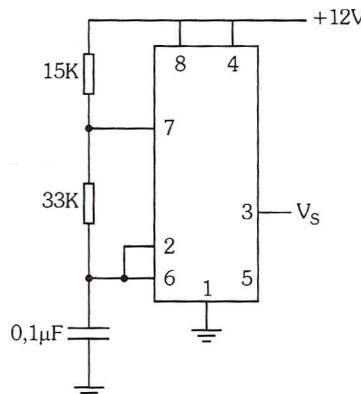
As expressões de T_H e T_L podem ser generalizadas por:

$$T_H = 0,69 \cdot R_{carga} \cdot C \quad e \quad T_L = 0,69 \cdot R_{descarga} \cdot C$$

Em que R_{carga} é a resistência equivalente que C "vê" durante a carga e $R_{descarga}$ é a resistência equivalente que C "vê" na descarga. Desta forma é possível, modificando os caminhos de carga e descarga, ter T_H diferente de T_L .

Exercícios Resolvidos

- Para o astável pede-se calcular a frequência de oscilação e desenhar os gráficos de $V_C(t)$ e $V_S(t)$.

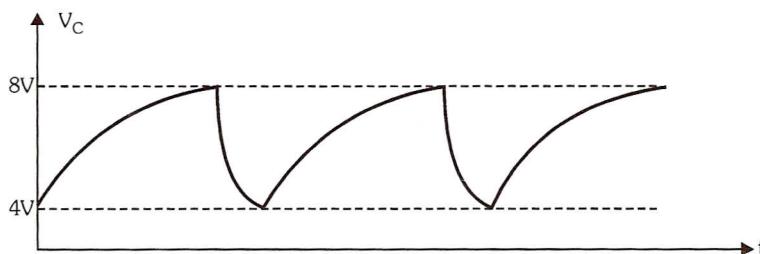


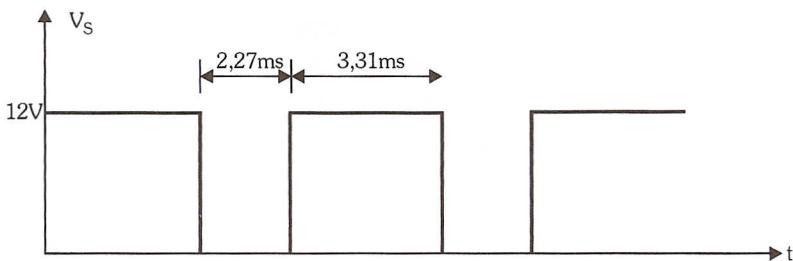
Solução

$$T_H = 0,69 \cdot R_{carga} \cdot C = 0,69 \cdot 48K \cdot 0,1\mu F = 3,31ms$$

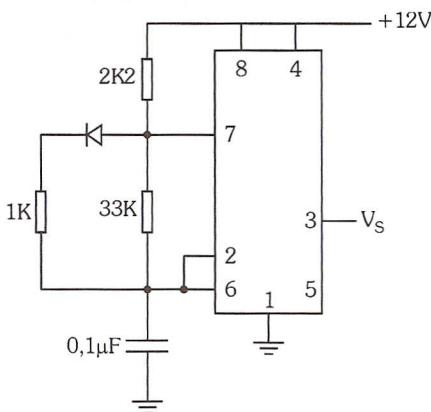
$$T_L = 0,69 \cdot R_{descarga} \cdot C = 0,69 \cdot 33K \cdot 0,1\mu F = 2,27ms$$

$$T = T_H + T_L = 3,31 + 3,27 = 5,58ms \quad f = 1/T = 1/5,58ms = 179Hz$$





2. Para o astável pede-se calcular a frequência de oscilação e desenhar os gráficos de $V_C(t)$ e $V_S(t)$.



Solução

$$R_{\text{carga}} = 2K2 + 1K//33K = 3,1K$$

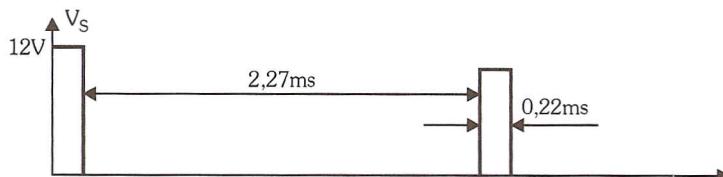
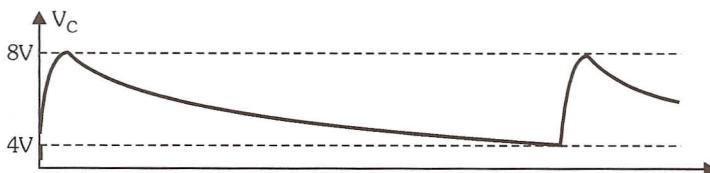
$$T_L = 0,69 \cdot 33K \cdot 0,1\mu F = 2,27\text{ms}$$

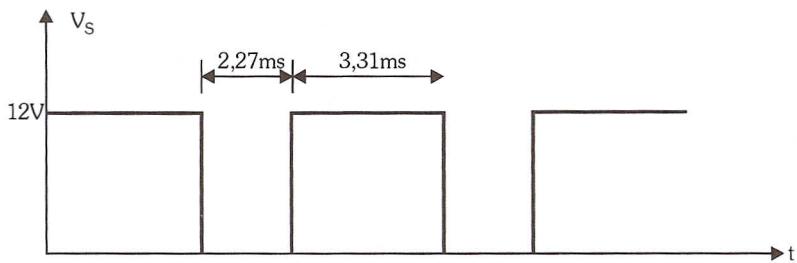
$$T_H = 0,69 \cdot 3,1K \cdot 0,1\mu F = 0,22\text{ms}$$

$$T = 0,22 + 2,27 = 2,49\text{ms}$$

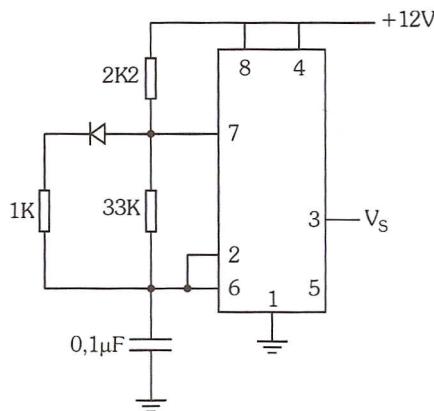
$$R_{\text{descarga}} = 33K$$

$$f = \frac{1}{2,49\text{ms}} = 401\text{Hz}$$





2. Para o astável pede-se calcular a frequência de oscilação e desenhar os gráficos de $V_C(t)$ e $V_S(t)$.



Solução

$$R_{\text{carga}} = 2K2 + 1K//33K = 3,1K$$

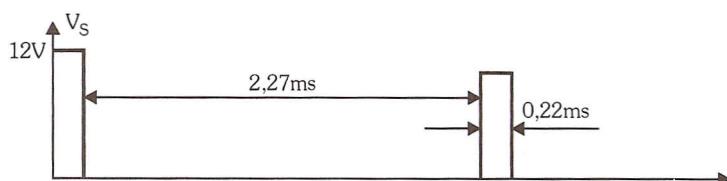
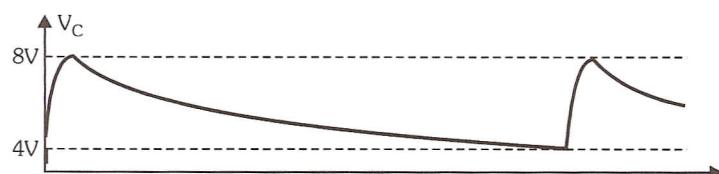
$$T_L = 0,69 \cdot 33K \cdot 0,1\mu F = 2,27\text{ms}$$

$$T_H = 0,69 \cdot 3,1K \cdot 0,1\mu F = 0,22\text{ms}$$

$$T = 0,22 + 2,27 = 2,49\text{ms}$$

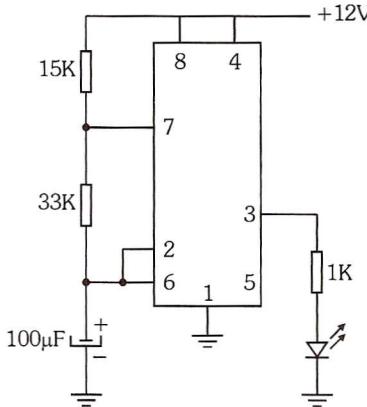
$$R_{\text{descarga}} = 33K$$

$$f = \frac{1}{2,49\text{ms}} = 401\text{Hz}$$



Exercícios Propostos

1. Calcular o tempo que o LED fica aceso e apagado no circuito.



2. Projetar um astável simétrico com 555 que oscile em 20KHz. Dado $V_{CC} = 12V$.
3. Projetar um astável que gere uma forma de onda que tenha $T_H = 1ms$ e $T_L = 3ms$.
4. Projetar um astável com 555 que gere uma forma de onda com $T_H = 3ms$ e $T_L = 1ms$.

2.3. Operação como Monoestável

Um monoestável é um circuito que tem um estado estável e um estado instável, isto é, ligada a alimentação, o circuito vai para o estado estável, permanecendo até que uma ação externa o leve para a outra situação, na qual permanecerá por um tempo definido (T_i). Após o término desse tempo o circuito volta sozinho para o estado estável. Um circuito monoestável muito conhecido é um temporizador ou timer, muito utilizado diariamente.

A Figura 2.7a mostra o circuito de um monoestável considerando os componentes internos e externos (R_1 , R , C e V_{CC}), e a Figura 2.7b apresenta o bloco e os componentes externos.

Inicialmente com o capacitor descarregado, $V_C = 0 = V_6$, $R = 0$ e como a chave está aberta, $V_2 = V_{CC}$, portanto $S = 0$, o que mantém o estado do FF. A única forma de ter uma condição estável é se considerarmos $\bar{Q} = 1$, desta forma C não consegue carregar.

Ao pressionarmos CH, a tensão no pino 2 vai a zero. Nessas condições teremos S = 1 e como R = 0, é imposta a condição Q = 1 ($\bar{Q} = 0$) cortando o TR e levando a saída a V_{CC} .

A partir desse instante C começa a carregar através de R_2 . Quando $V_C = \frac{2}{3} \cdot V_{CC}$, será imposto no flip flop R = 1 e S = 0, portanto Q = 0 ($\bar{Q} = 1$), fazendo o TR saturar e descarregando bruscamente C através do TR.

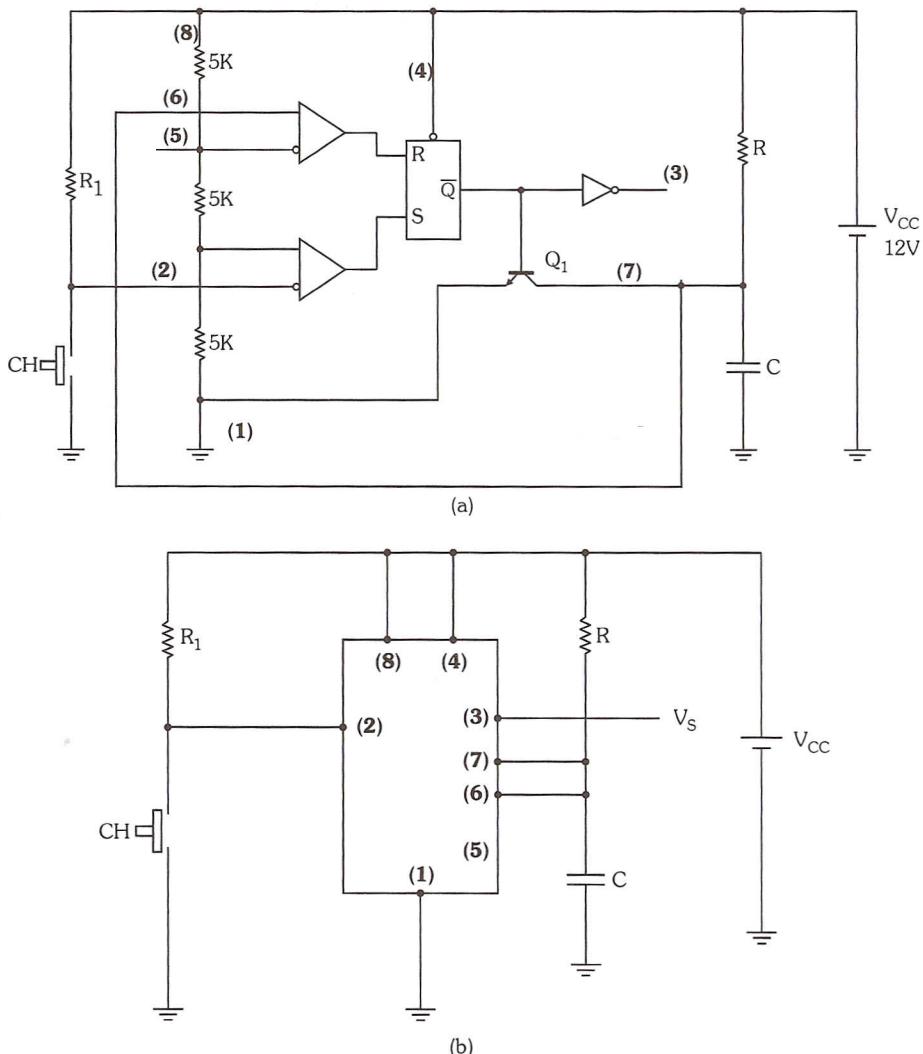


Figura 2.7: Monoestável: (a) circuito básico com componentes externos e internos, (b) bloco com componentes externos.

Como $R = S = 0$, o circuito permanece nesta condição, $Q = 0$, até que o monoestável seja disparado novamente. Os gráficos da Figura 2.8 mostram o que acontece com as tensões de saída e no capacitor em função do tempo.

O tempo que a saída fica em nível alto, estado instável é calculado por:

$$T_i = 1,1 \cdot R \cdot C$$

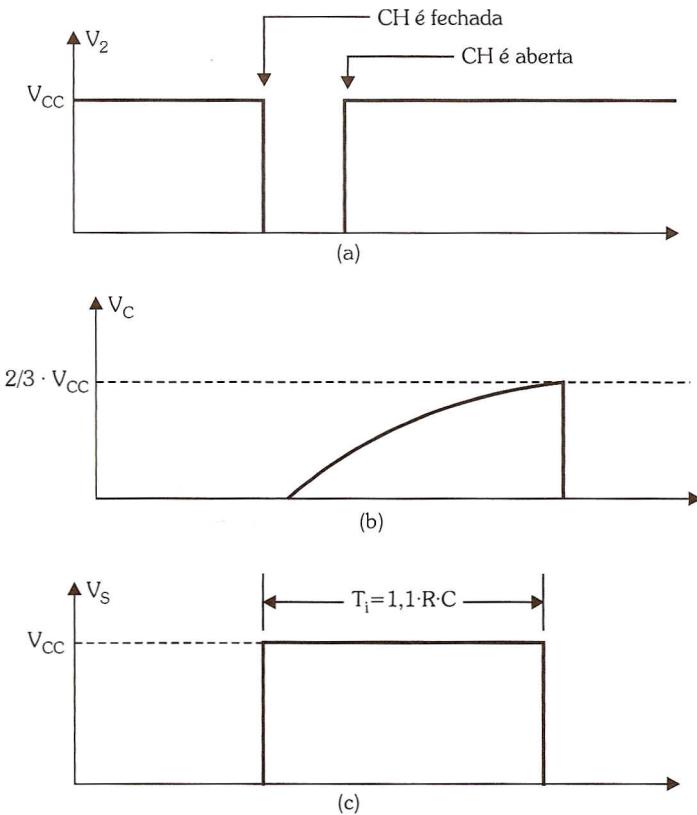


Figura 2.8: Formas de onda do monoestável (a) pulsos de disparo, (b) tensão no capacitor, (c) tensão de saída.

A seguir são apresentadas duas aplicações para o 555 como monoestável, como temporizador e como divisor de frequências.

2.3.1. Temporizador

É um circuito que permite temporizar uma carga de um T_{\min} a um T_{\max} , variando um potenciômetro R_V . Na Figura 2.9 CH_1 inicia a temporização e a chave CH_2 permite desligar (resetar) a carga antes do tempo T_i .

Seja $C = 1000\mu F$ $R = 33K$ e $R_V = 330K$

Com os valores dados os tempos serão:

O tempo mínimo é calculado com $R_V = 0$, $T_{\min} = 1,1 \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 1000 \cdot 10^{-6} = 36s$

O tempo máximo é calculado com R_V no máximo

$$T_{\max} = 1,1 \cdot 363 \cdot 10^2 \cdot 1000 \cdot 10^{-6} = 400s$$

A temporização pode variar de 36s a 400s.

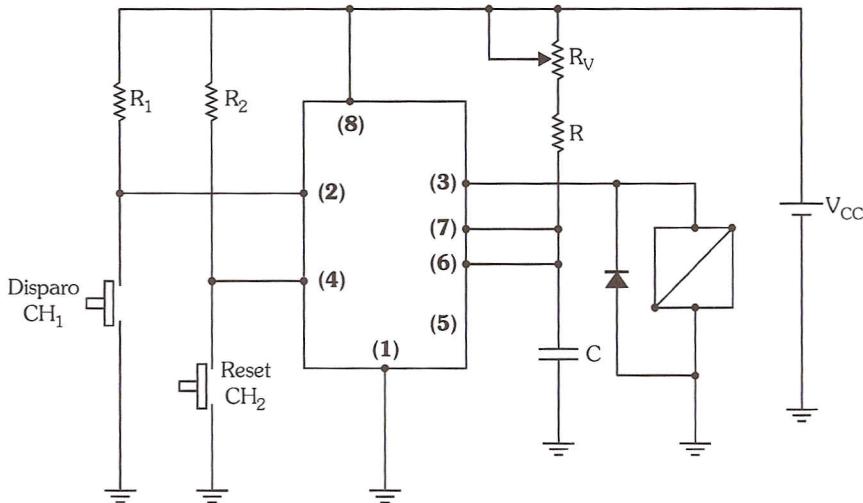


Figura 2.9: Monoestável: temporizador.

2.3.2. Divisor de Frequências

Se uma onda quadrada de frequência f_e for aplicada na entrada (pino 2) de um monoestável, com um ajuste do tempo T_i dele, é possível obter na saída um sinal de frequência $f_s = f_e/n$, em que n é um número inteiro. Na Figura 2.10 o primeiro 555 funciona como astável, gerando a forma de onda a ser dividida, e o segundo 555 é monoestável com tempo T_i ajustado para uma divisão por 2.

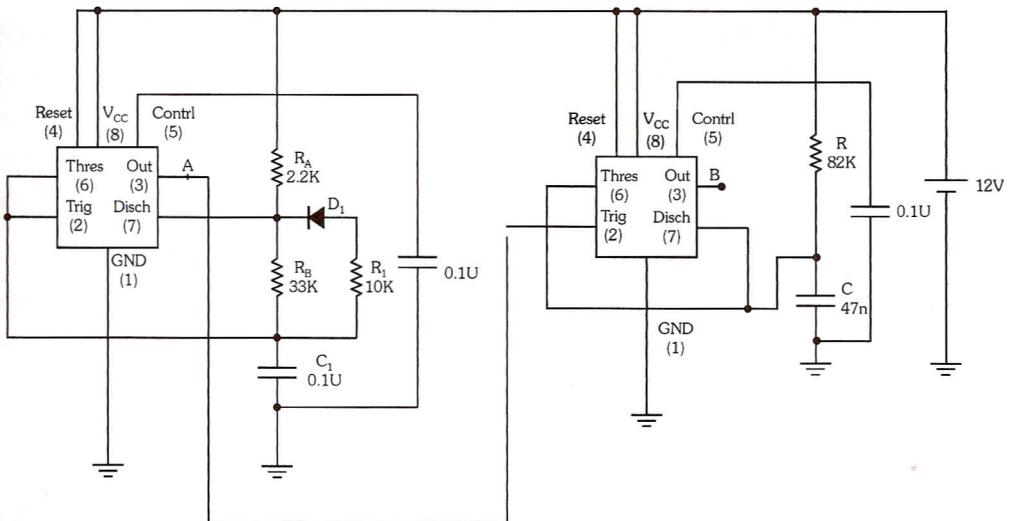


Figura 2.10: Monoestável - divisor de frequências.

No circuito da Figura 2.10 com os valores dos tempos do astável são:

$$T_H = 0,69 \cdot (33 + 2,2) \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 2,43\text{ms}$$

$$T_L = 0,69 \cdot (10 // 33) \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 0,53\text{ms}$$

E para o monoestável:

$$T_i = 1,1 \cdot 82 \cdot 10^3 \cdot 0,047 \cdot 10^{-6} = 4,2\text{ms}$$

As formas de onda serão:

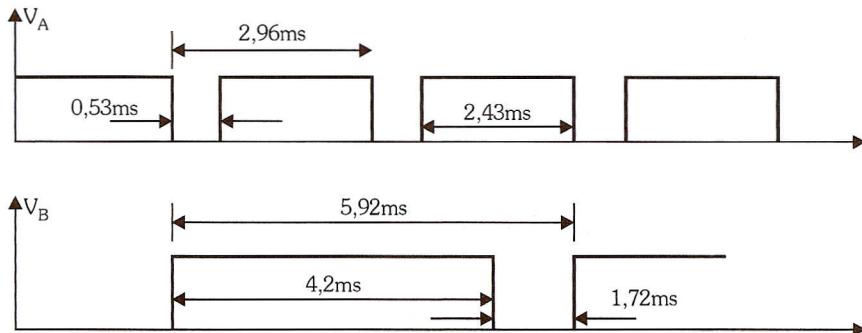


Figura 2.11: Divisor de frequência - formas de onda.

Desta forma, na saída o período será $T_B = 5,92\text{ms}$ e como o período da entrada é $T_A = 2,96\text{ms}$, então a frequência da saída é a metade da de entrada.

Para obter um divisor por 3, o valor de T_i deve ser reajustado, mudando a resistência (R) ou o capacitor (C).

Exercícios Propostos

5. Calcule R e R_V na Figura 2.9 para resultar um tempo mínimo de 11s e um tempo máximo de 55s na temporização. Dados: $C = 1000\mu F$.
6. No circuito da Figura 2.10 qual deve ser o valor de R para que a frequência do sinal de saída seja um terço do sinal de entrada, mantidos todos os outros valores.

2.3.3 Disparo pela Borda - Cadeia de Monoestáveis

Nessa aplicação o 555, como monoestável, é disparado na descida do pulso. No circuito da Figura 2.12 considere que a chave está inicialmente na posição A. Nessas condições o capacitor está descarregado e a tensão no pino 2 é V_{CC} .

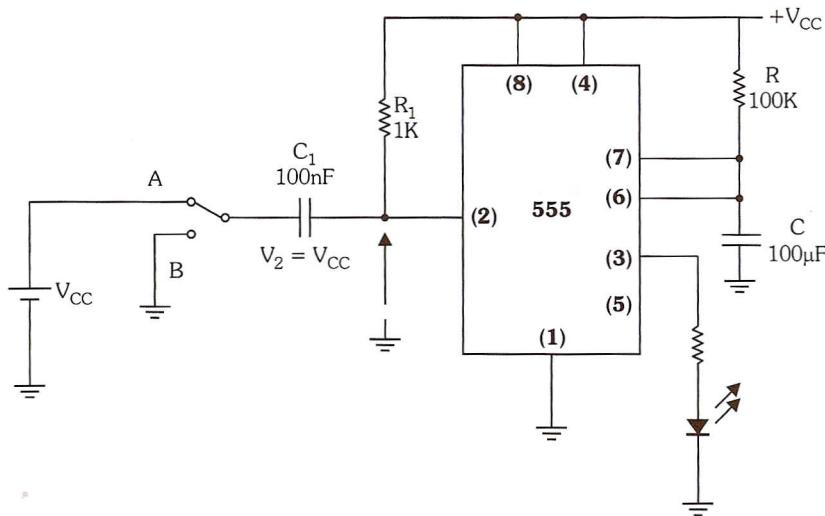
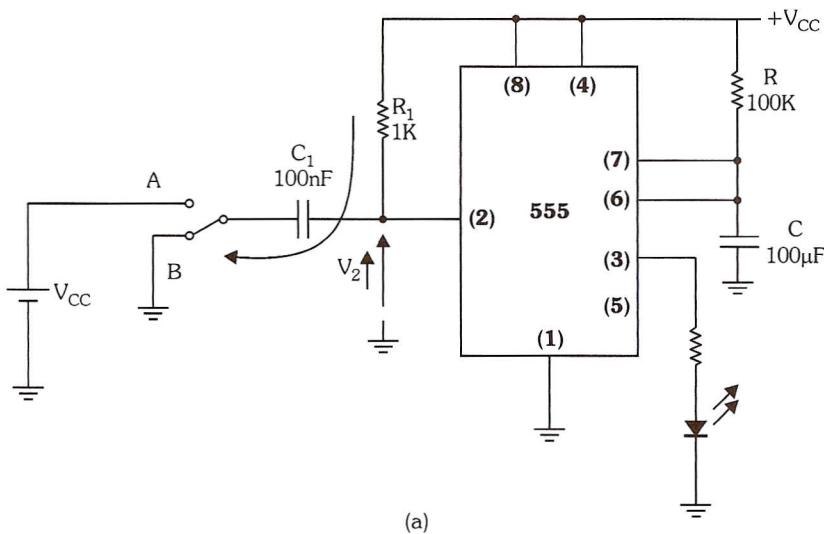


Figura 2.12: Monoestável disparado pela borda - chave de disparo em A.

No instante t_1 a chave é deslocada para a posição B (GND), e como o capacitor C_1 está descarregado, ele se comporta como um curto-circuito. A tensão no pino 2 é zero volt, o que dispara o monoestável. A partir desse instante C_1 carrega-se exponencialmente até V_{CC} através da resistência R_1 , conforme indicado na Figura 2.13.

Se a chave se deslocar para a posição A, instante t_2 , como o capacitor está carregado com V_{CC} , será aplicado $2 \cdot V_{CC}$ no pino 2, Figura 2.13b. Para limitar a tensão no pino 2, pode ser colocado um diodo em paralelo com o resistor R_1 com o catodo ligado em V_{CC} , o qual não aparece na Figura 2.13a.



(a)

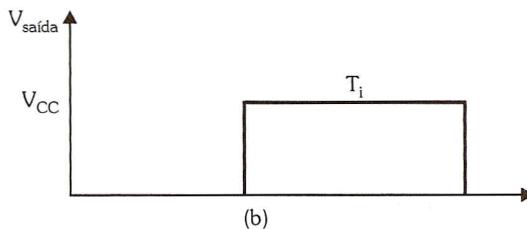
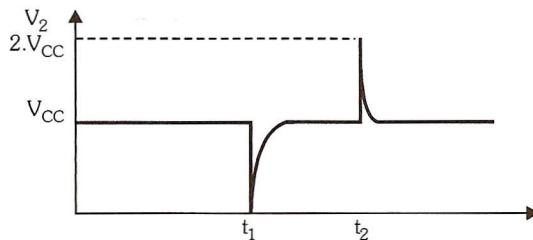
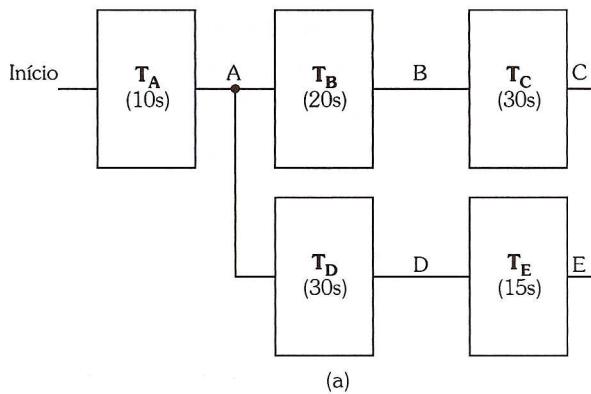
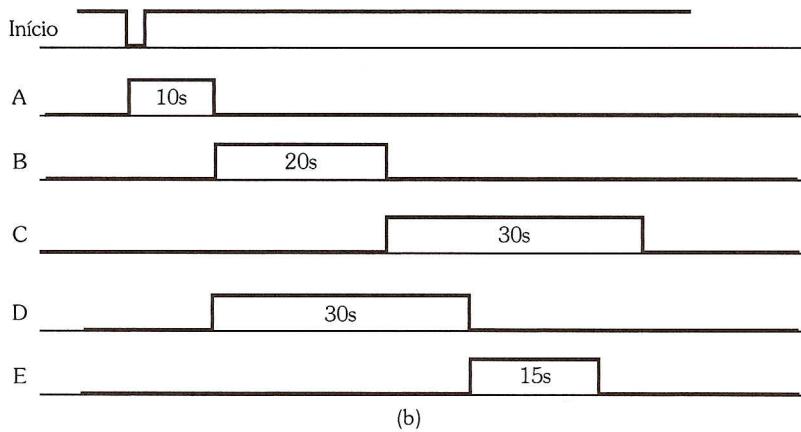


Figura 2.13: (a) Monoestável disparado pela borda - chave em B, (b) formas de onda.

Vários monoestáveis podem ser ligados em cascata, constituindo uma cadeia em que o anterior dispara o da frente na descida, Figura 2.14. Na Figura 2.14a cada um dos blocos representa um circuito semelhante ao da Figura 2.13a. A duração da temporização está indicada entre parênteses. A Figura 2.14b mostra o diagrama de tempo de operação dos circuitos.



(a)



(b)

Figura 2.14: Cadeia de monoestáveis (a) diagrama de blocos, (b) diagrama de tempos.

2.4. Operação como Schmitt Trigger

O Schmitt trigger é um biestável acionado por nível de tensão. A Figura 2.15 mostra uma das possibilidades de ligar o 555 como Schmitt trigger.

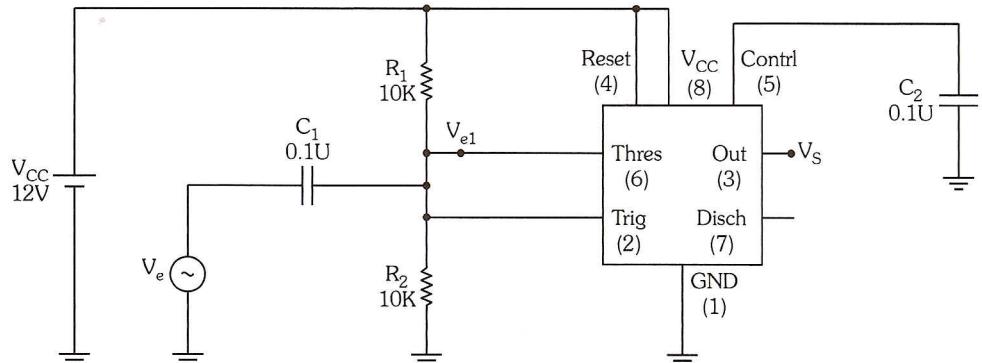


Figura 2.15: CI 555 conectado como Schmitt trigger.

A Figura 2.16 mostra o mesmo circuito da Figura 2.15, considerando a parte interna do CI555.

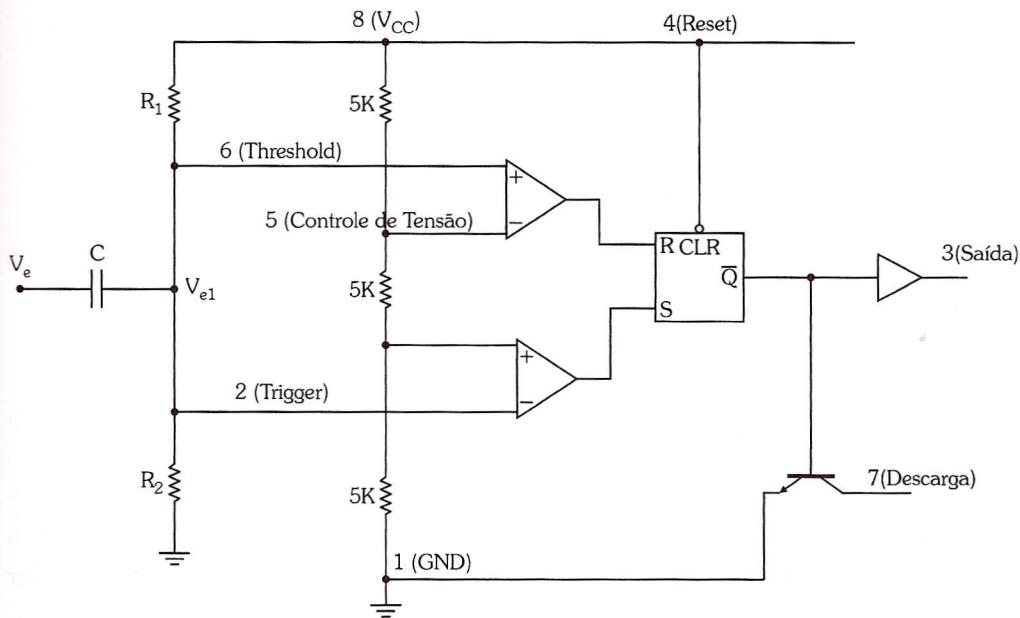


Figura 2.16: CI 555 conectado como Schmitt trigger - diagrama interno.

No circuito da Figura 2.16 as duas entradas dos comparadores internos são conectadas a um divisor de tensão constituído de R_1 e R_2 . No caso mais comum, quando se desejar na saída uma onda quadrada simétrica, $R_1 = R_2$, desta forma a polarização é feita com $V_{CC}/2$.

Os níveis de acionamento (limiar) serão $\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$ que leva a saída para 0, e $\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$ que leva a saída para V_{CC} .

Uma senoide de amplitude suficientemente alta para exceder os níveis de disparo, ora seta (impõe 1 na saída), ora reseta (impõe 0 na saída), fazendo aparecer na saída uma onda quadrada como na Figura 2.17.

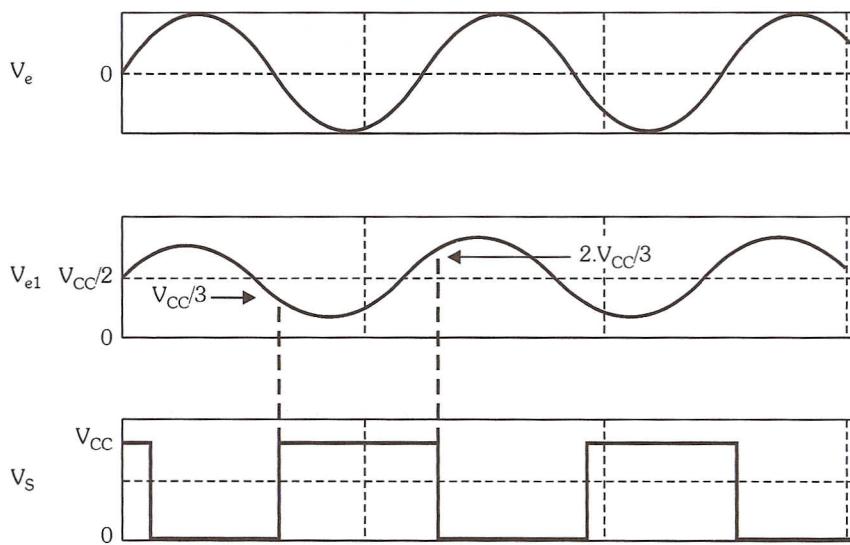
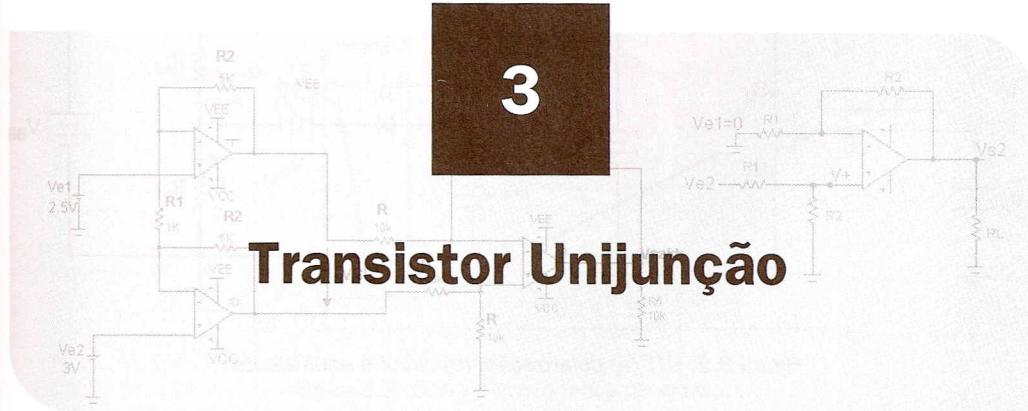


Figura 2.17: Schmitt trigger - formas de onda.

Variando a relação entre R_1 e R_2 , é mudada a relação entre T_H e T_L , isto é, se a polarização for maior que $V_{CC}/2$, T_H será maior que T_L ; se a polarização for menor que $V_{CC}/2$, nesse caso T_H será menor que T_L .



O transistor unijunção (UJT) ou transistor de dupla base é um dispositivo semicondutor com três terminais (base 1, base 2, emissor) e uma junção, construído a partir de uma barra de material N (P no complementar) na qual existe uma ilha de material P, Figura 3.1.

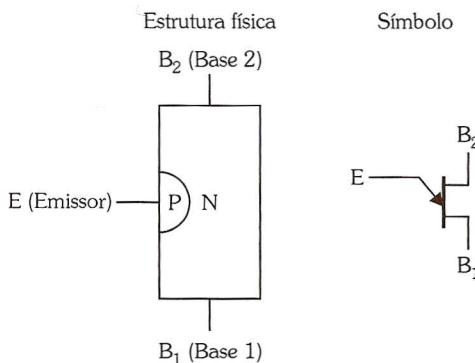


Figura 3.1: Transistor unijunção.

Um dos terminais é chamado de emissor (E) e é de material tipo P. Entre as extremidades da barra existem dois terminais, a base 2 (B_2) e a base 1 (B_1). Entre essas extremidades o dispositivo apresenta uma resistência ôhmica chamada resistência interbases (R_{BB}) cujo valor está compreendido entre 5K e 10K. Entre B_2 e a junção existe uma resistência R_{b2} e entre a junção e B_1 uma resistência R_{b1} , a soma dessas duas resistências é igual a R_{BB} . O circuito equivalente e a polarização do UJT estão indicados na Figura 3.2.

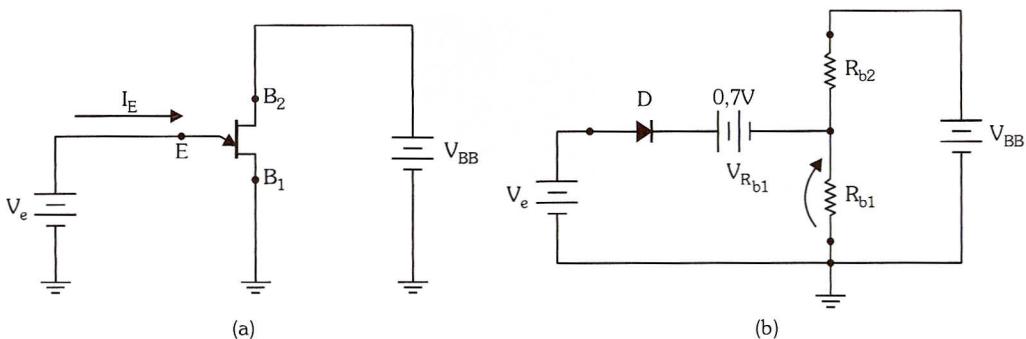


Figura 3.2: UJT (a) polarização, (b) circuito equivalente.

Na Figura 3.2b, enquanto $V_E < 0,7 + V_{R_{b1}}$, o UJT estará cortado, pois o diodo está reversamente polarizado.

$$V_{R_{b1}} = \eta \cdot V_{BB} \text{ e } \eta = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

é a razão intrínseca de disparo cujo valor está compreendido entre 0,5 e 0,8 com $I_E = 0$.

Quando $V_E = 0,7 + \eta \cdot V_{BB} = V_p$ = tensão no ponto de pico, o diodo fica polarizado diretamente e o UJT dispara. O termo disparo é usado por analogia ao disparo de uma arma e significa uma mudança brusca de condição. A explicação física para o disparo é dada pela realimentação positiva interna. O aparecimento de uma corrente aumenta o número de portadores na região próximo à base 1, o que diminui a resistividade e, consequentemente, a resistência R_{b1} , diminuindo a tensão em R_{b1} , o que aumenta mais ainda a polarização direta, aumentando a corrente. Esse ciclo leva a um aumento muito grande na corrente (o disparo) limitada unicamente por resistências externas.

Após ter disparado, o UJT só volta a cortar novamente quando a tensão de emissor não for mais suficiente para manter a polarização direta da junção. Essa tensão é chamada de tensão de vale, V_V .

A Figura 3.3 mostra a curva característica de um UJT, indicando os principais pontos (ponto de pico e ponto de vale) e as três regiões de operação (corte, saturação e região de resistência negativa).

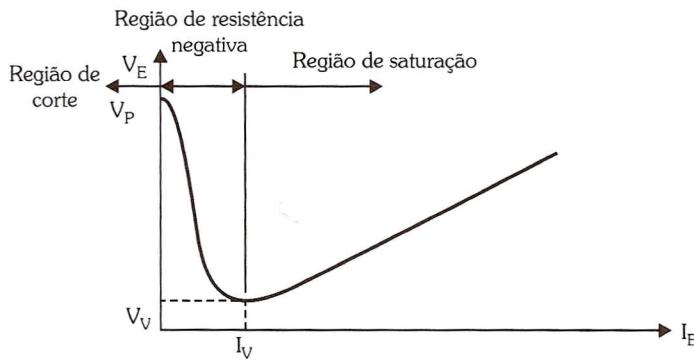


Figura 3.3: Curva característica de entrada.

3.1. Oscilador de Relaxação

Uma das principais aplicações do UJT é como oscilador de relaxação operando na região de resistência negativa. Na Figura 3.4a, quando a alimentação é ligada a primeira vez, o capacitor se encontra descarregado, logo $V_C = V_E = 0$, portanto o UJT estará cortado ($I_E = 0$). Nessas condições o capacitor começa a se carregar através de R , e a tensão nele tende para $+V_{CC}$ com constante de tempo $\tau = R \cdot C$.

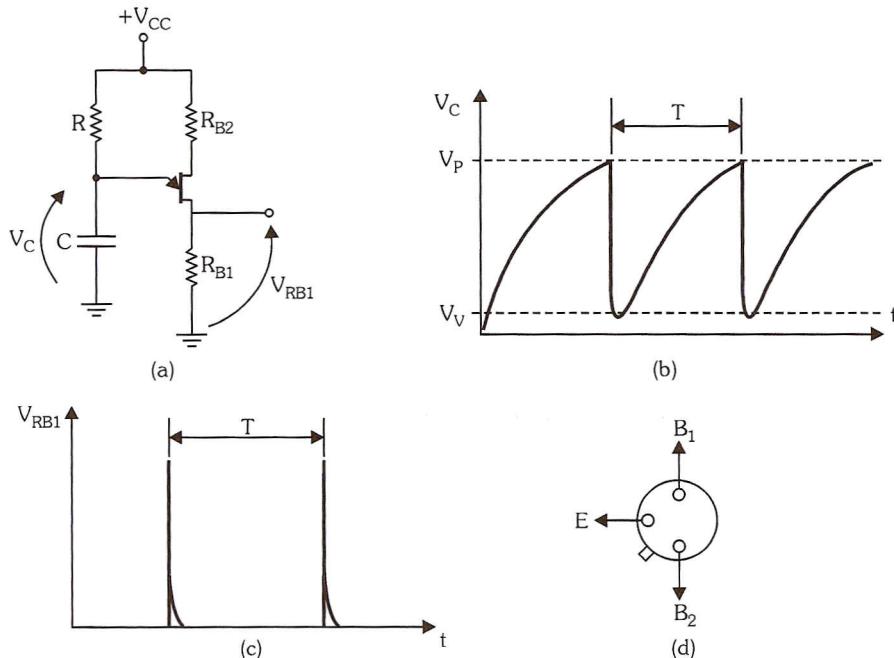


Figura 3.4: Oscilador de relaxação (a) circuito, (b) formas de onda capacitor, (c) em R_{B1} e (d) 2N2646, pinagem com vista inferior.

Quando $V_C = V_P = 0,7V + \eta \cdot V_{BB}$, o UJT dispara fazendo o capacitor se descarregar através do UJT e da resistência R_{B1} . Quando V_C cair abaixo de V_V , o UJT corta e C volta a se carregar, e o ciclo se repete.

O período das oscilações é calculado por $T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \eta}$.

Observação

- a) Atenção que existe R_{b1} e R_{B1} , com letra bê minúscula e maiúscula respectivamente. A diferença é que o primeiro representa a resistência intrínseca interna, enquanto o segundo é um resistor externo com valor R_{B1} . O mesmo vale para R_{b2} e R_{B2} .
- b) A finalidade do resistor R_{B2} é dar estabilidade térmica ao ponto de disparo.

O UJT mais usado comercialmente é o 2N2646 cujo encapsulamento é mostrado na Figura 3.4d.

Exercício Resolvido

- Para o circuito da figura 3.4 considerando $R = 33K$, $C = 100nF$, $R_{B1} = 1K$ e $R_{B2} = 33\Omega$ desenhar a forma de onda no capacitor e calcular a frequência de oscilação. Dados: $V_{CC} = 12V$, $\eta = 0,65$ e $V_V = 2V$.

Solução

O período das oscilações é dado por:

$$T = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \eta} = 33 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot \ln \frac{1}{1 - 0,65} = 3,46ms$$

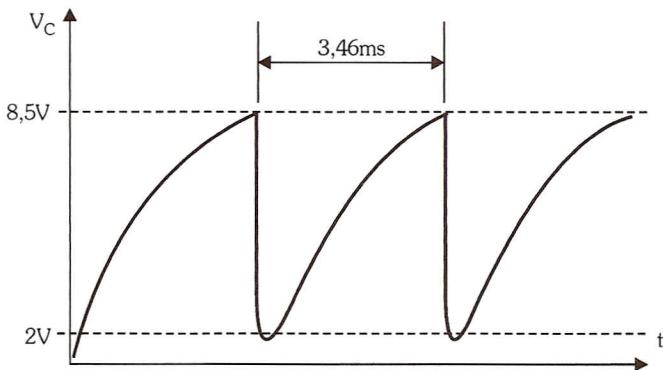
a frequência pode ser calculada.

$$f = \frac{1}{3,46ms} = 289Hz$$

A tensão no ponto de pico vale:

$$V_P = 0,7 + \eta \cdot V_{CC} = 0,7 + 0,65 \cdot 12 = 8,5V$$

Forma de onda da tensão no capacitor



3.2. Gerador de Dente de Serra

É um circuito derivado do oscilador de relaxação visto anteriormente. Antes de mostrar a operação do circuito, é preciso saber como é gerada uma rampa de tensão. Da teoria de circuito sabemos que se um capacitor se carregar através de uma corrente constante I, a tensão no capacitor V_C variará linearmente com o tempo de acordo com a expressão:

$$V_C = \frac{I}{C} \cdot t, \text{ em que } I \text{ é a intensidade da corrente e } C \text{ a capacidade.}$$

Quanto maior o valor da corrente (fixado C), mais rapidamente se carrega o capacitor. Por outro lado, se aumentarmos o valor de C, levará mais tempo para carregar C. Pense no capacitor como uma caixa de água alimentada por um fluxo constante.

A inclinação da reta na Figura 3.5b depende da relação entre a corrente que carrega o capacitor e o valor dele.

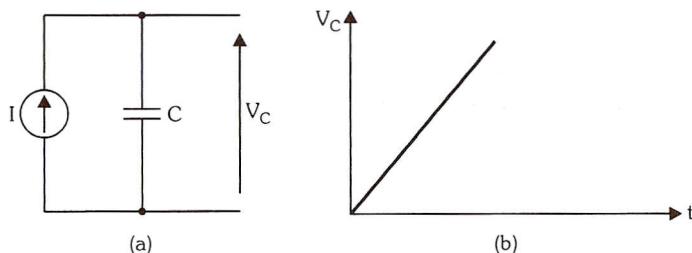


Figura 3.5: Carga de capacitor por corrente constante (a) circuito, (b) tensão no capacitor.

O circuito do dente de serra da Figura 3.6a é basicamente o mesmo da Figura 3.4a, a diferença é que a corrente que carrega o capacitor nesse caso é constante.

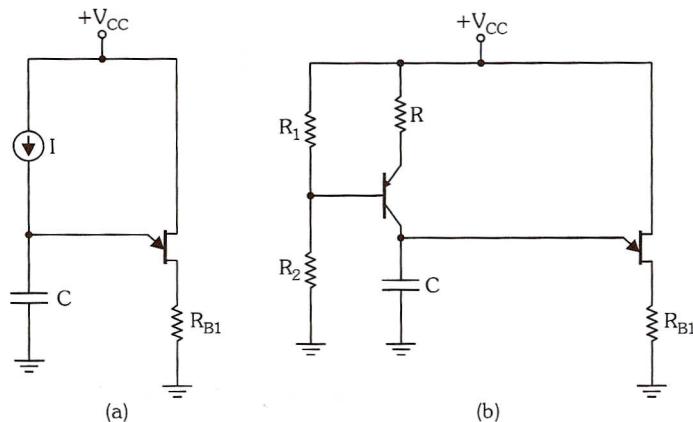


Figura 3.6: Gerador dente de serra (a) circuito com fonte de corrente, (b) circuito com transistor.

No circuito da Figura 3.6b, o transistor, R_1 , R_2 e R funcionam como uma fonte de corrente constante, desta forma a carga de C é linear. Quando V_C atingir V_P , o UJT dispara e C descarrega-se bruscamente, e quando V_C for menor do que V_V , o UJT volta ao corte e o ciclo recomeça. A Figura 3.7 mostra a forma de onda da tensão no capacitor. Observar que o tempo de carga é muito maior que o de descarga (que continua ser exponencial).

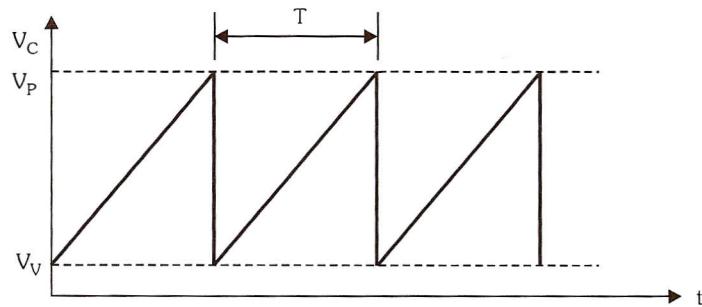


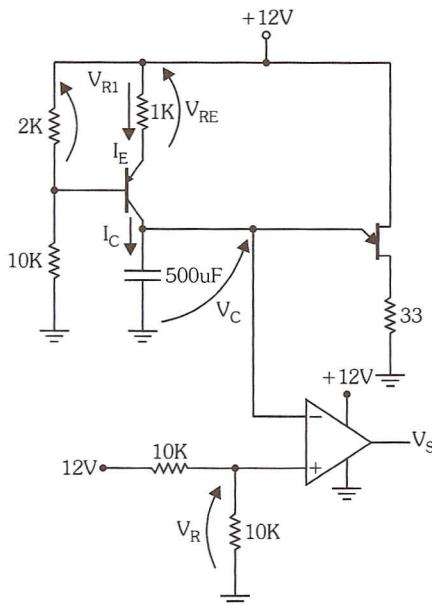
Figura 3.7: Forma de onda da tensão no capacitor - dente de serra.

O período das oscilações é dado por $T = \frac{(V_P - V_V) \cdot C}{I}$.

Em que $I = \frac{V_{R1} - 0,7}{R}$ e $V_{R1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$

Exercício Resolvido

1. Desenhar a forma de onda na saída do AO. Dados: $\eta = 0,6$, $V_V = 2V$, $V_{BE} = 0,7V$ e $V_{Sat} = 12V$



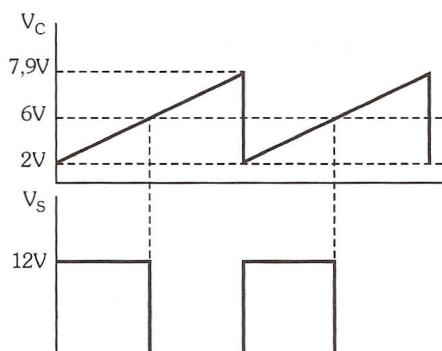
Solução

Para desenhar a forma de onda na saída do AO é necessário a forma de onda na entrada inversora. A tensão na entrada não inversora vale 6V.

$$V_{R1} = \frac{2K \cdot 12V}{2K + 10K} = 2V, V_{RE} = 2 - 0,7 = 1,3V, \text{ portanto, } I_E = \frac{1,3V}{1K} = 1,3mA \approx I_C$$

$$V_P = 0,7 + 0,6 \cdot 12 = 7,9V$$

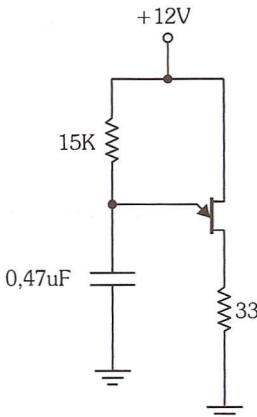
$$T = \frac{(V_P - V_V) \cdot C}{I} = \frac{(7,9 - 2) \cdot 500 \cdot 10^{-6}}{1,3 \cdot 10^{-3}} = 2,2s$$



Exercícios Propostos

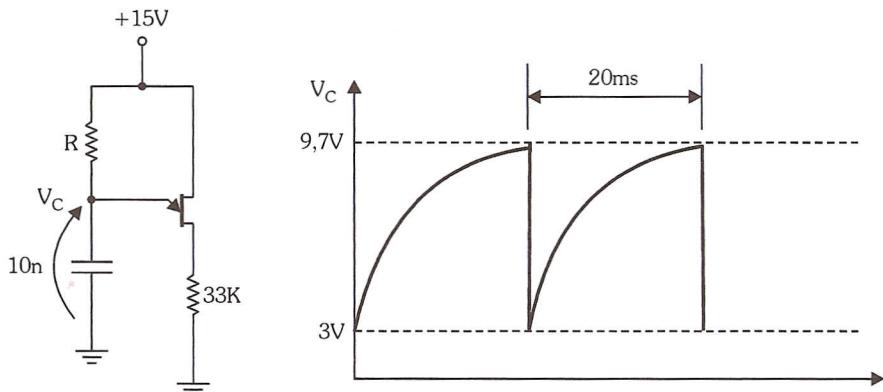
1. Para o circuito pedem-se:

- Desenho dos gráficos de $V_C(t)$ e $V_{RB1}(t)$.
- Frequência de oscilação, dada a relação intrínseca de disparo (0,68).

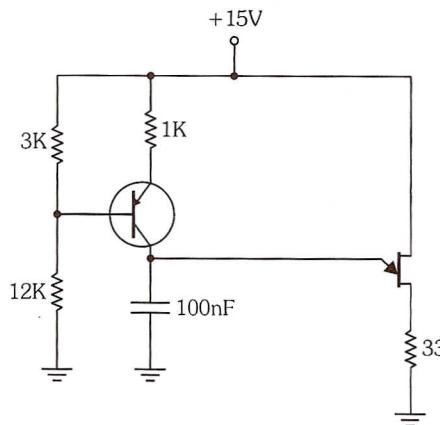


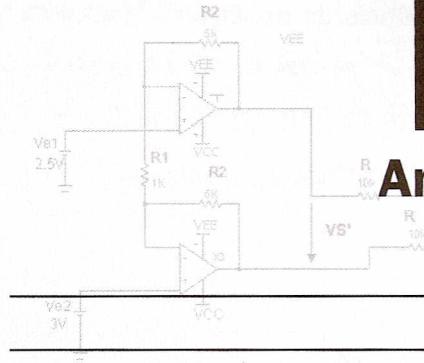
2. Com relação ao circuito pedem-se:

- Valor da razão intrínseca de disparo.
- Valor de R.
- Frequência de oscilação.



3. Para o circuito calcular o período, a frequência de oscilação e desenhar o gráfico de $V_C(t)$.





Anotações

4

Tiristores



O nome tiristor se aplica a qualquer chave de estado sólido construída a partir de quatro camadas alternadas PNPN, podendo ter dois, três ou quatro terminais e conduzir em uma ou duas direções.

4.1. Díodo de Quatro Camadas Unilateral

O estudo dos tiristores deve começar pelo dispositivo que origina toda a família, o díodo de quatro camadas ou díodo Shockley (não confundir com o díodo Schottky, com duas camadas e usado para altas frequências). A Figura 4.1 mostra estrutura, símbolo e curva característica.

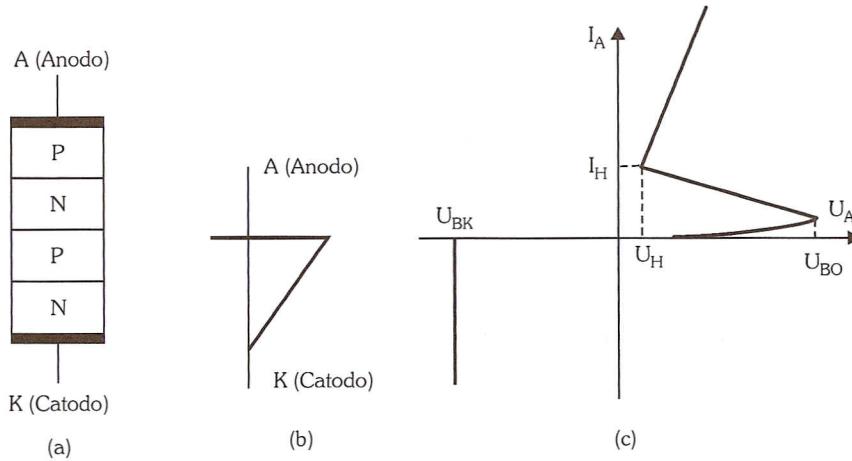


Figura 4.1: Díodo de quatro camadas unilateral (a) estrutura de quatro camadas, (b) símbolo, (c) curva característica.

Com polarização reversa o diodo comporta-se como um diodo comum, apresentando altíssima resistência. Se a tensão reversa exceder a tensão de breakdown (U_{BK}), o diodo será destruído. Com polarização direta o diodo apresenta alta resistência enquanto a tensão for menor do que um valor chamado de tensão de breakover (U_{BO}). Quando a tensão no dispositivo atingir esse valor, o dispositivo conduz bruscamente, dizemos então que houve o disparo. Após disparar, a tensão cai para aproximadamente 1V e voltando a cortar quando a tensão (corrente) de anodo cair abaixo de um valor chamado de tensão (corrente) de manutenção, U_H (I_H).

Para explicar o disparo da estrutura de quatro camadas usamos o modelo com dois transistores, um NPN e outro PNP, como na figura a seguir. O dispositivo pode ser imaginado como na Figura 4.2a, mostrando-o como dois transistores, um PNP ligado ao anodo e outro NPN ligado ao catodo. As conexões entre os dois são tais que aparece uma realimentação positiva.

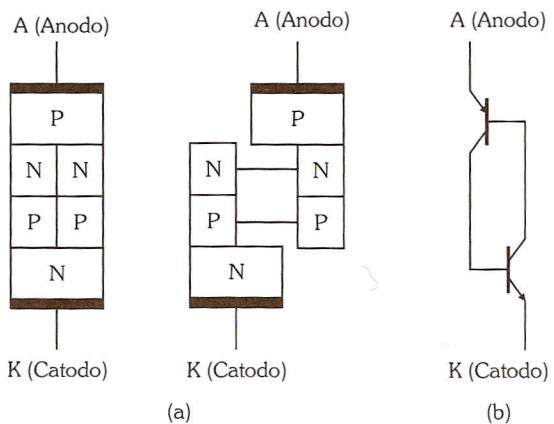


Figura 4.2: (a) Diodo de quatro camadas unilateral, (b) circuito equivalente com transistores.

A corrente de anodo pode ser determinada em função dos ganhos de corrente dos transistores da Figura 4.2b, resultando a expressão a seguir:

$$I_A = \frac{I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

em que α_1 e α_2 são os ganhos de corrente dos transistores e I_{CBO} a corrente de fuga com o emissor aberto.

Da expressão anterior concluímos que, para baixos valores de corrente (corte), como os valores dos ganhos são também baixos, a corrente de anodo tem valor próximo da corrente de fuga; dizemos que o dispositivo está cortado (comportamento de chave aberta).

Quando a tensão aplicada se aproxima da tensão de disparo (U_{BO}), os valores dos ganhos aumentam e exatamente para $U = U_{BO}$ a soma tende para 1, ocorrendo o disparo. Esse mecanismo de disparo é por tensão. Caso seja injetada uma corrente em um terceiro terminal, o disparo pode ocorrer com valores de tensão bem abaixo da tensão de breakover (U_{BO}).

Qualquer mecanismo que provoque um aumento interno de corrente pode disparar a estrutura de quatro camadas, dentre eles temos:

- Aumento de temperatura
- Incidência de radiação luminosa (LASCR - SCR ativado por luz)
- Taxa de variação de tensão (dv/dt)
- Injeção de corrente (SCR)

4.2. O Retificador Controlado de Silício (SCR)

É basicamente o diodo de quatro camadas com o terceiro terminal de controle (porta) para injeção de corrente e controlar o disparo (daí o nome Retificador Controlado de Silício - SCR em inglês). A Figura 4.3 mostra a construção física (simplificada), o símbolo e a curva característica.

Assim como o diodo de quatro camadas unilateral, o SCR tem três regiões de operação: bloqueio reverso, bloqueio direto e a condução após o disparo.

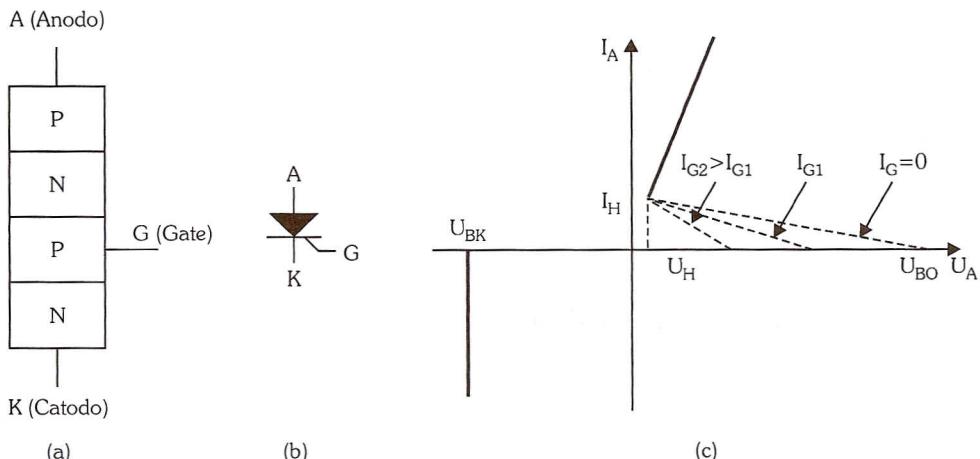


Figura 4.3: SCR (a) Estrutura de quatro camadas, (b) símbolo, (c) curva característica.

4.2.1. As Regiões de Operação

O SCR tem três regiões de operação, consideradas a seguir, com $I_G = 0$.

O anodo é negativo em relação ao catodo, e nessas condições o SCR comporta-se exatamente como um diodo comum. Se a tensão reversa aumentar além da tensão de breakdown (U_{BK}), o SCR será destruído pelo efeito avalanche.

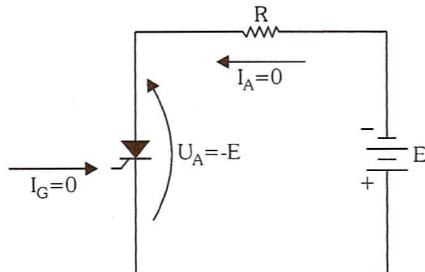


Figura 4.4: SCR polarizado reversamente - bloqueio reverso.

O anodo é positivo em relação ao catodo, mas a tensão não é suficiente para disparar o SCR. Para disparar o SCR com o gate aberto ($I_G = 0$), é necessário que a tensão de anodo atinja um valor chamado de tensão de breakover (U_{BO}). Se U_A for menor do que U_{BO} , o SCR continuará cortado.

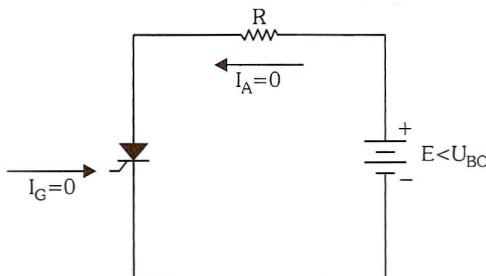


Figura 4.5: SCR polarizado diretamente, mas cortado - bloqueio direto.

Quando a tensão de anodo atingir o valor U_{BO} , o SCR dispara, isto é, a corrente de anodo passa bruscamente de zero para um valor determinado pela resistência em série com o SCR. A tensão no SCR cai para um valor baixo (0,5V a 2V dependendo da corrente), e nessas condições o SCR tem comportamento de chave fechada, mas com dissipação de potência. A intensidade da corrente é dada por:

$I_A = \frac{E - U_A}{R} \cong \frac{E}{R}$, pois E (nessas condições) é muito maior do que a queda de tensão no SCR.

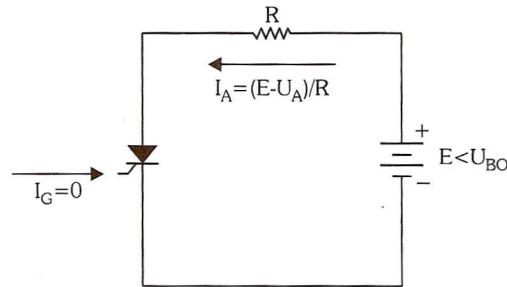


Figura 4.6: SCR polarizado diretamente após o disparo.

O SCR só volta a cortar quando a tensão de anodo (corrente de anodo) cair abaixo de um valor chamado de tensão (corrente) de manutenção, U_H (I_H) cujo valor depende do SCR. Por exemplo, o TIC106 tem $I_H \approx 0,5\text{mA}$, enquanto o TIC116 tem $I_H \approx 15\text{mA}$.

O disparo pode ser justificado da mesma forma feita para o diodo de quatro camadas através do modelo com dois transistores. A diferença é que, com a presença do gate, a injeção de corrente permitirá controlar o disparo da estrutura de quatro camadas, maior a corrente injetada, menor a tensão de anodo necessária para disparar a estrutura de quatro camadas.

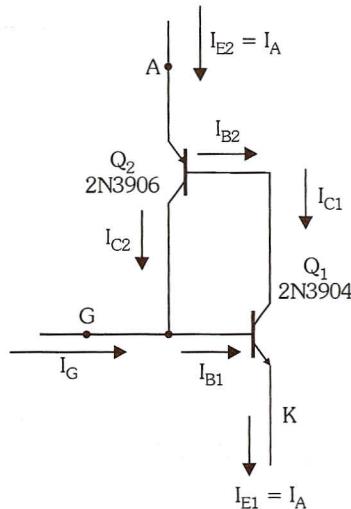


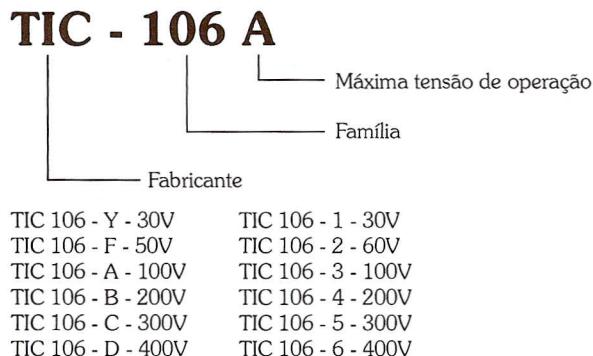
Figura 4.7: Circuito equivalente para o SCR.

Se for injetada uma corrente na porta (I_G), será possível disparar o SCR com tensões de anodo bem menores do que U_{BO} . Quanto maior a corrente de porta injetada, menor a tensão de anodo necessária para disparar o SCR, por isso o nome diodo controlado.

4.2.2. Exemplo de SCR Comercial

Após o disparo, o gate perde o controle sobre o SCR, isto é, após o disparo o gate pode ser aberto ou curto-circuitado ao catodo que o SCR continua conduzindo. O SCR só volta ao corte quando a corrente de anodo cair abaixo da corrente de manutenção (I_H).

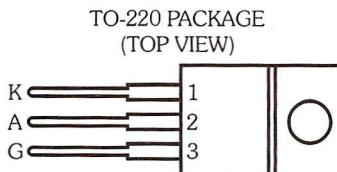
A tensão máxima que pode ser aplicada entre anodo e catodo no sentido direto com $I_G = 0$, como vimos, é chamada de U_{BO} , mas muitas vezes é designada de V_{DRM} . Essa informação muitas vezes vem codificada no corpo do SCR, por exemplo:



Outra informação importante é a máxima tensão reversa que pode ser aplicada sem que ocorra breakdown. Ela é designada por V_{RRM} , tipicamente tem o mesmo valor de V_{DRM} . Os valores de corrente também devem ser conhecidos, I_T , é a máxima corrente que o SCR pode manipular e pode ser especificada em termos de valor contínuo ou eficaz (RMS) e depende da temperatura e do ângulo de condução (θ_F). Por exemplo, o TIC 106 pode conduzir uma corrente contínua de até 5A.

A corrente de gate necessária para disparar o SCR é designada I_{GT} e pode ser da ordem de μA no caso do TIC 106. Os SCRs são encontrados em diversos tipos de encapsulamento, dependendo da corrente. No caso mais comum o SCR tem encapsulamento TO-220.

■ Encapsulamento TO-220



A tabela seguinte mostra alguns limites importantes do modelo 106 obtidos de um data sheet.

Rating (Limites)		Symbol (Símbolo)	Value (Valor)	Unit (Unidade)
Repetitive peak off-state voltage (tensão repetitiva de pico quando desligado)	TIC106D	V_{DRM}	400	V
	TIC106M		600	
	TIC106S		700	
	TIC106N		800	
Repetitive peak reverse voltage (tensão de pico repetitiva reversa)	TIC106D	V_{RRM}	400	V
	TIC106M		600	
	TIC106S		700	
	TIC106N		800	
Continuous on-state current at 80°C case (corrente contínua quando ligado e temperatura do encapsulamento de 80°C)		$I_{T(RMS)}$	5	A
Average on-state current (180° conduction angle) at 80°C case temperature (corrente média quando ligado, ângulo de condução 180° e temperatura do encapsulamento de 80°C)		$I_{T(AV)}$	3.2	A
Surge on-state current (corrente de pico transitória)		I_{TM}	30	A
Peak positive gate current (pulse width $\leq 300 \mu s$) (corrente de pico positiva de gate, largura do pulso menor do que 300 μs)		I_{GM}	0.2	A

4.2.3. Disparo CC e Carga CC

Em CC deve ser previsto circuito de reset após o SCR disparar. No circuito da Figura 4.8a P.B 2 é um push button normal aberto (NA) que é usado para disparar o SCR e o P.B 3, também NA é usado para desligar (resetar) o SCR. Observe que não é necessário manter a corrente de gate após disparar o SCR. Isso é importante, pois se o gate estiver ligado diretamente na alimentação, será dissipada potência desnecessária no gate.

No circuito da Figura 4.8b existem dois reed switch ou relé reed em série. Esses dispositivos na presença de um campo magnético fecham um contato interno, desta forma a corrente em R_1 não entra no gate com os dois fechados (ímã próximo deles). Quando qualquer um dos ímãs se afastar, o contato abre, desviando a corrente para o gate e disparando o SCR que energiza a bobina do relé. O diodo D em paralelo com a bobina anula a FCEM (força contraeletromotriz) gerada quando o SCR corte, evitando danos ao SCR e garantindo o corte dele.

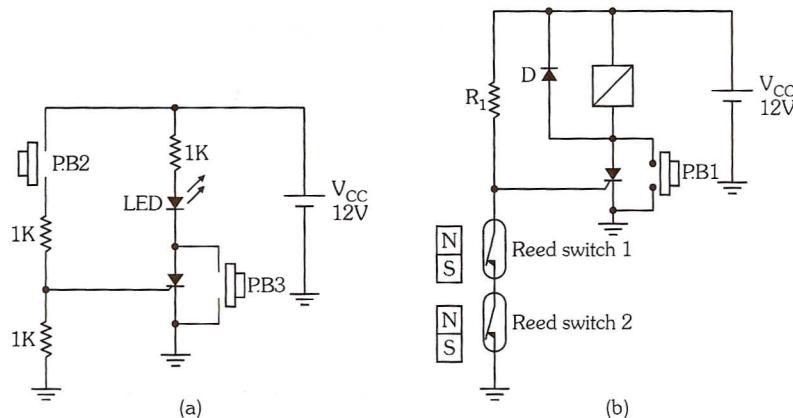


Figura 4.8: SCR - Circuitos de disparo por CC com carga CC.

4.2.4. Disparo por CC com Carga CA

Quando o disparo é em CC com carga CC, é necessário circuito de reset para cortar o SCR. Quando o disparo é por corrente contínua (CC), mas a carga é CA, após o disparo o SCR conduz no semicírculo positivo e corta quando a tensão de anodo passar por zero, ficando bloqueado durante o semicírculo negativo, não havendo necessidade de circuito de reset. A Figura 4.9a mostra um circuito com disparo CC e carga CA e a Figura 4.9b, a forma de onda na carga quando a chave CH é fechada num instante t_1 e aberta em t_2 .

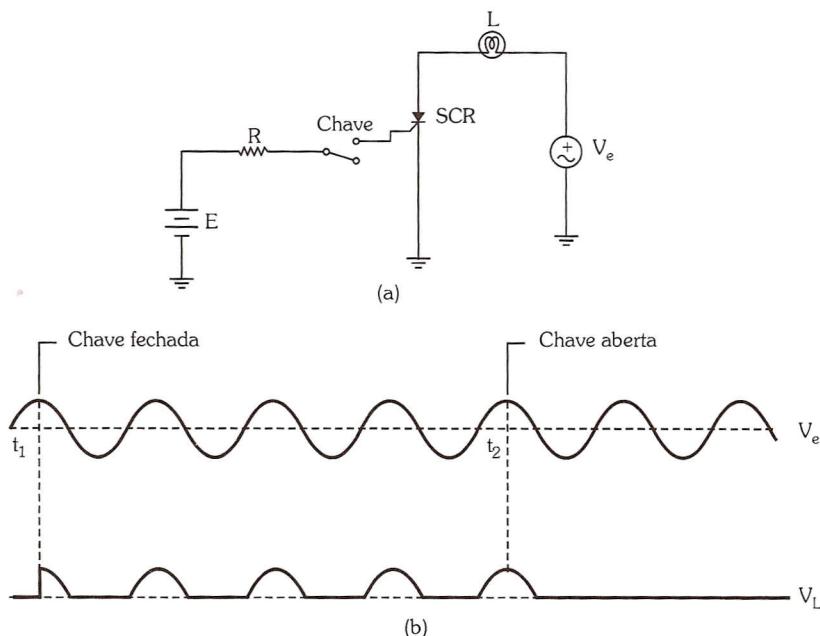


Figura 4.9: Disparo por CC com carga CA (a) circuito, (b) forma de onda.

No circuito da Figura 4.9a observe que, ao fechar a chave, o SCR só dispara se a tensão de anodo for positiva. A partir desse instante toda a tensão da rede cairá sobre a carga e a tensão no SCR será de aproximadamente 1V.

Se a carga for resistiva, podem ocorrer picos de corrente excessivamente altos (surge de corrente) os quais podem destruir o SCR e/ou a carga ao ligar a primeira vez o circuito (resistência baixa, pois ainda não aqueceu e a tensão está passando por um pico). Para evitar isso é que existem circuitos que só disparam o SCR quando a tensão da rede for próxima de zero, chamados de ZVS (zero voltage switching), isto é, mesmo que o SCR seja comandado exatamente no instante que a rede está passando por um pico, o disparo só ocorre quando a tensão da rede for próxima de zero.

4.2.5. Disparo CA - Carga CA - Retificador Controlado Meia Onda

No disparo por CA a alimentação de anodo e de gate é obtida da mesma fonte senoidal que alimenta a carga. O controle de disparo é feito controlando o instante, ou o ângulo, em que o SCR é gatilhado no semicírculo positivo. Para melhor compreensão, vamos supor que o SCR da Figura 4.10 entra em condução no instante que a tensão de entrada estiver passando por um ângulo de fase θ_F , chamado de ângulo de disparo. A condução começa nesse ponto e termina quando a tensão de anodo cair abaixo da tensão de manutenção, U_H , que consideraremos desprezível diante da tensão de pico da rede, V_M . A Figura 4.10b mostra as principais formas de onda referentes ao circuito da Figura 4.10a.

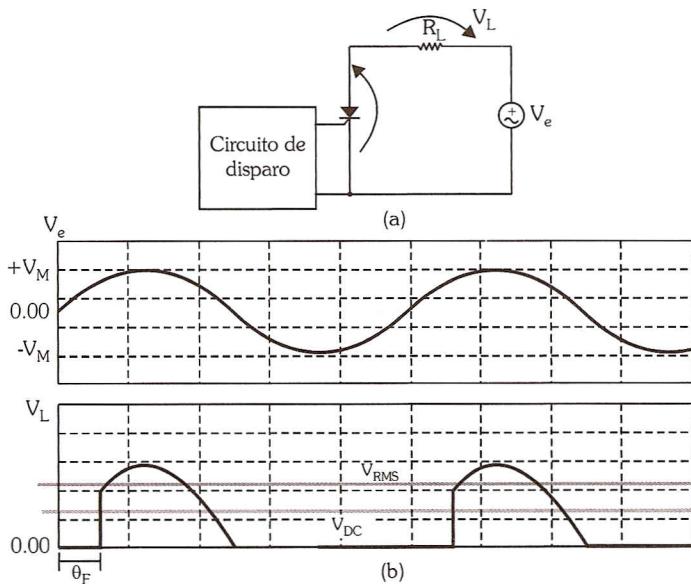


Figura 4.10: Disparo por CA com carga CA (a) circuito genérico, (b) formas de onda de entrada e carga.

Duas grandezas podem ser controladas, variando o ângulo de disparo, sendo a tensão média (tensão contínua) e a tensão eficaz e, portanto, a potência.

4.2.5.1. Tensão Média na Carga (V_{DC})

A tensão na carga tem um valor médio (V_{DC}) que pode ser calculado usando os cálculos diferencial e integral. Através dos cálculos diferencial e integral pode-se demonstrar que a tensão média (contínua) na carga é calculada por:

$$V_{DC} = \frac{V_M \cdot (1 + \cos \theta_F)}{2 \cdot \pi}$$

em que V_M é o valor de pico da tensão senoidal de entrada e θ_F é o ângulo de disparo.

Observação

A tensão média é a tensão que será medida por um voltímetro CC.

Por exemplo, se $\theta_F = 0^\circ$, resulta para a tensão na carga $\frac{V_M}{\pi}$ que é exatamente o mesmo valor obtido em um retificador de meia onda com diodo comum.

Se $\theta_F = 180^\circ$, resulta $V_{DC} = 0$, isto é, não existe tensão na carga.

4.2.5.2. Tensão Eficaz (V_{RMS})

Por cálculo integral também obtém-se a expressão que dá a tensão eficaz (V_{EF} ou V_{RMS}) na carga:

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \theta_F + \frac{\sin 2 \cdot \theta_F}{2} \right)} = \text{tensão eficaz na carga}$$

Por exemplo, se $\theta_F = 0^\circ$, $V_{RMS} = \frac{V_M}{2}$

que é igual ao mesmo valor da tensão do retificador de meia onda.

$$\text{Se } \theta_F = 180^\circ \quad V_{RMS} = 0$$

Observação

A tensão eficaz está relacionada à potência dissipada na carga e pode ser medida usando um instrumento TRUE RMS.

Exercício Resolvido

1. Considere que no circuito da Figura 4.10a o ângulo de disparo é 60° e $R_L = 100\Omega$. Calcular:

- Tensão e corrente contínua na carga
- Potência dissipada na carga

Dados: $V_e = 110, \sqrt{2} \operatorname{sen}\omega t(V)$

Solução

a) $\theta_F = 60^\circ, \cos 60^\circ = 0,5 \quad V_M = 110 \cdot \sqrt{2} = 155V$

$$V_{DC} = \frac{110 \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + \cos 60)}{2 \cdot \pi} = 37V$$

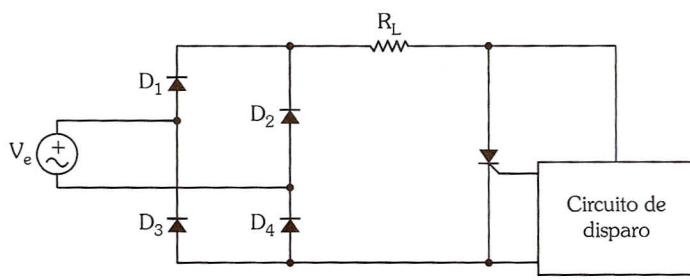
logo $I_{DC} = 37V/100\Omega = 0,37A$

$$\begin{aligned} V_{RMS} &= \frac{V_M}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \theta_F + \frac{\sin 2\theta_F}{2} \right)} = \\ &= \frac{110 \cdot \sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \frac{\pi}{3} + \frac{\sin 2.60}{2} \right)} = 69,5V \end{aligned}$$

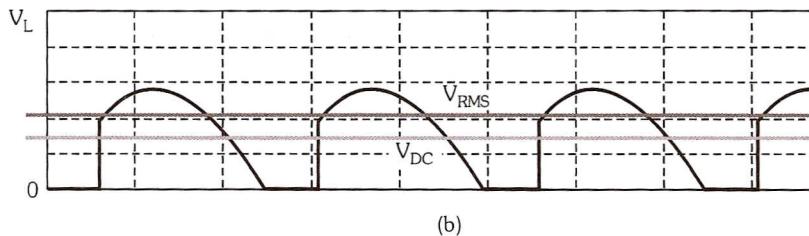
$$P_D = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} = \frac{69,5^2}{100} = 48,3W$$

4.2.6. Retificador Controlado de Onda Completa em Ponte

Um melhor aproveitamento da tensão da rede será obtido se incluirmos um retificador de onda completa antes da carga, como indicado na Figura 4.11.



(a)



(b)

Figura 4.11: Retificador de onda completa controlado
 (a) circuito genérico, (b) formas de onda de entrada e carga.

Neste caso a tensão contínua e a tensão eficaz na carga são calculadas por:

$$V_{DC} = \frac{V_M \cdot (1 + \cos \theta_F)}{\pi} = \text{tensão contínua na carga}$$

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \theta_F + \frac{\sin 2 \cdot \theta_F}{2} \right)} = \text{tensão eficaz na carga}$$

No caso de $\theta_F = 0^\circ$

$$V_{DC} = \frac{2 \cdot V_M}{\pi} \text{ e } V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$$

que são os mesmos valores do circuito retificador de onda completa com diodo comum.

No caso de $\theta_F = 180^\circ$

$$V_{DC} = 0 \text{ e } V_{RMS} = 0.$$

4.2.7. Circuitos de Disparo em CA

O disparo do SCR pode ser vertical ou horizontal. No caso do disparo vertical a tensão de gate aumenta até atingir a tensão de disparo (V_{GT}). No caso mais

comum isso é obtido através da carga de um capacitor colocado no gate. No disparo horizontal um pulso de amplitude constante é aplicado no gate, em sincronismo com a tensão da rede, entre 0° e 180° . Esses pulsos são obtidos através de UJT, PUT ou circuitos integrados dedicados.

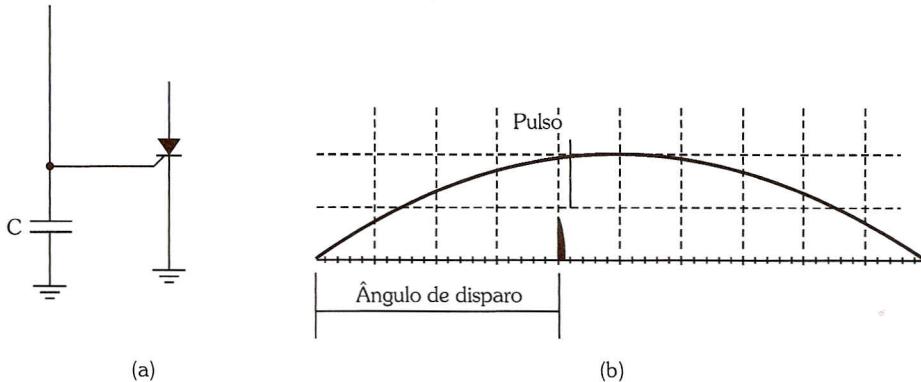


Figura 4.12: (a) Disparo vertical, (b) disparo horizontal.

O circuito da Figura 4.13 é simples, mas o ângulo de disparo é no máximo 90° porque a tensão de gate está em fase com a tensão de anodo. O diodo é importante para prevenir tensão reversa no gate. O potenciômetro varia a corrente no gate, variando o ângulo de disparo. Quanto maior a resistência, menor a corrente de gate, portanto mais tensão de anodo será necessária para disparar o SCR, consequentemente, maior o ângulo de disparo.

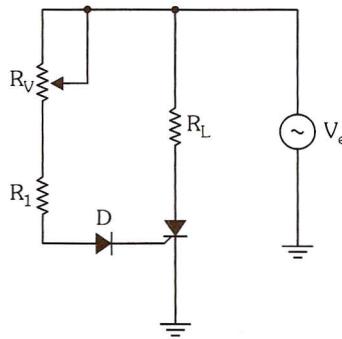


Figura 4.13: Circuito de disparo para carga resistiva.

Para disparar além de 90° é necessário atrasar a tensão de gate em relação à tensão de anodo, e a forma mais simples de conseguir isso é através de circuitos com capacitores. Na Figura 4.14 o diodo D₁ tem a mesma função que o diodo D na Figura 4.13, evitar tensão negativa no gate. A rede RC introduz uma defasagem (atraso) na tensão de gate em relação à tensão de anodo, permitindo que o disparo possa ser feito com ângulo maior que 90° . Quanto maior a

resistência maior o ângulo de disparo. O diodo D_2 tem a finalidade de descarregar o capacitor no final do semicírculo negativo, impondo as mesmas condições iniciais de carga no início do semicírculo positivo.

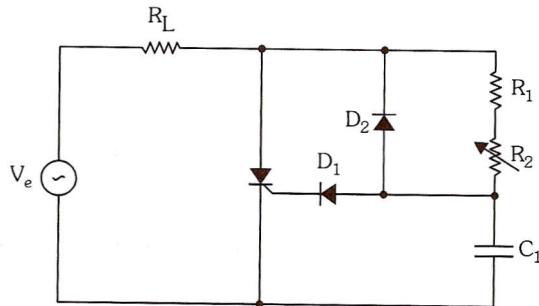


Figura 4.14: Circuito de disparo com rede RC de atraso.

O circuito da Figura 4.15 permite um atraso maior do que o da Figura 4.14 por ter duas redes RC . Além disso, por causa do retificador de onda completa, o uso da tensão da rede é mais racional. Na Figura 4.15a o capacitor C_1 se carrega através de R_V e R_1 . Quanto maior R_V , maior o atraso, C_2 se carrega em seguida, produzindo um atraso adicional. Quando a tensão em C_2 atingir V_{GT} , o SCR dispara. Desta forma é possível disparar o SCR com ângulo de disparo até quase próximo de 180° . No caso do circuito da Figura 4.15a a carga deve ser CC, isto é, a corrente será sempre no mesmo sentido. É o caso, por exemplo, de uma bateria quando está sendo carregada.

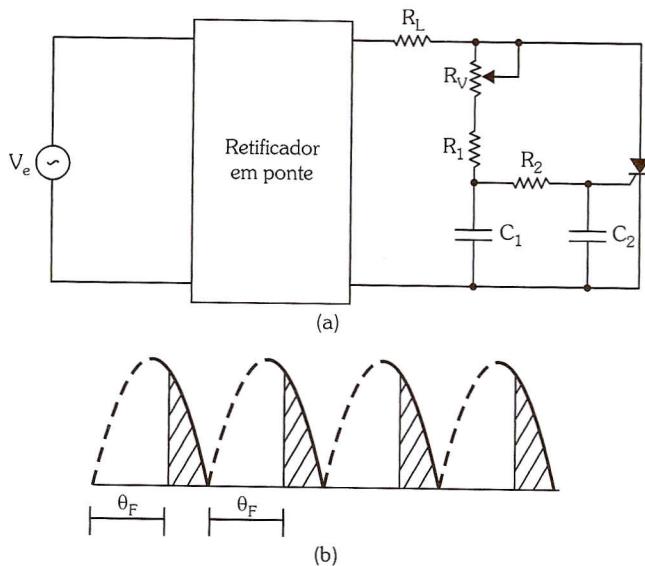


Figura 4.15: Retificador de onda completa controlado carga CC
(a) circuito de controle, (b) formas de onda.

Se a carga for colocada antes da ponte, a corrente será nos dois sentidos e nesse caso a carga deve ser CA, por exemplo, uma lâmpada ou uma resistência aquecedora.

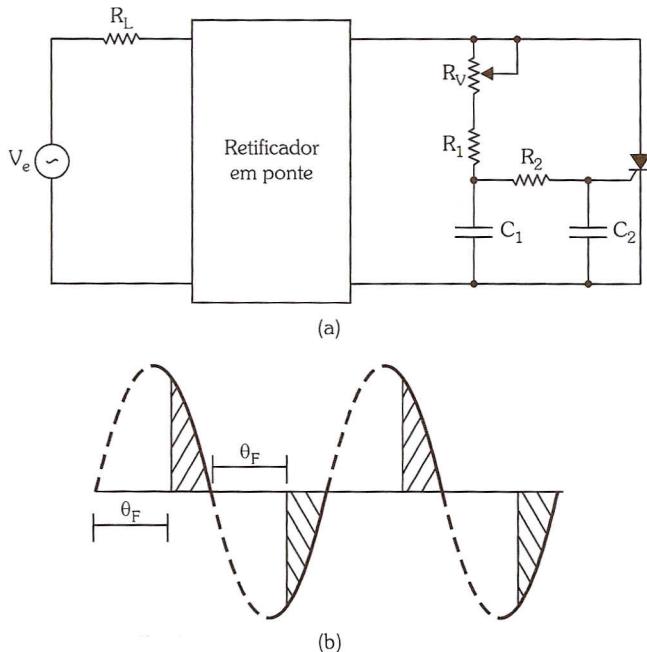
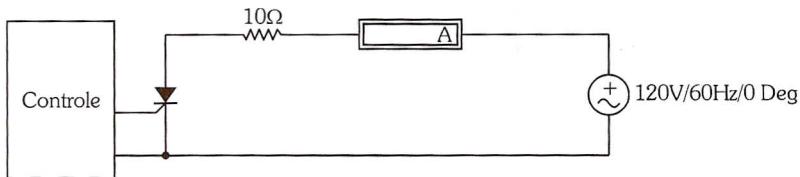


Figura 4.16: Retificador de onda completa controlado carga CA
(a) circuito de controle, (b) formas de onda.

Exercícios Propostos

1. Em relação ao circuito, pedem-se:

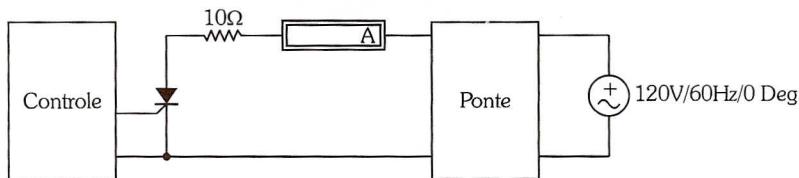
- Desenhar a forma de onda na carga (R_L) em cada caso se o ângulo de disparo for 45° .
- Calcular a corrente média na carga.



2. Em relação ao circuito, pedem-se:

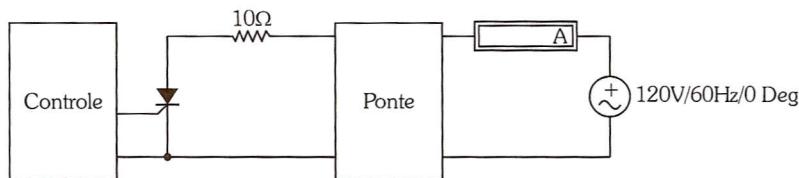
- Desenhar a forma de onda na carga (R_L) em cada caso se o ângulo de disparo for 45° .

- b) Calcular a corrente média na carga.



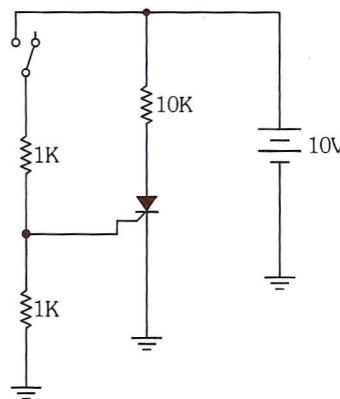
3. Em relação ao circuito, pedem-se:

- a) Desenhar a forma de onda na carga (R_L) em cada caso se o ângulo de disparo for 45° .
- b) Calcular a corrente média na carga.



4. No circuito a corrente de manutenção do SCR vale 15mA. Fechada a chave, podemos afirmar que:

- a) O SCR dispara.
- b) O SCR não dispara.
- c) O SCR queima pois tem a corrente de manutenção muito alta.
- d) Nda.

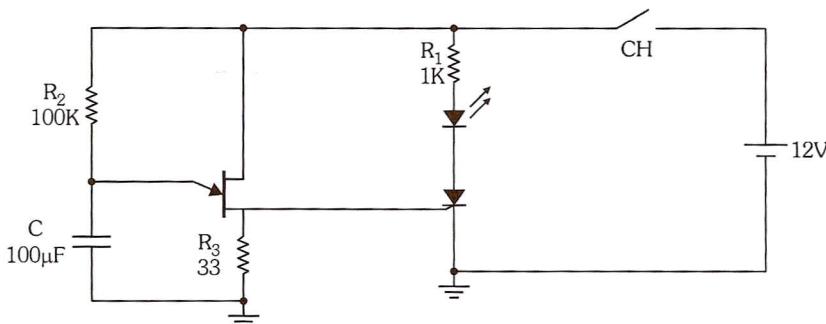


5. Assinale a alternativa falsa em relação a um SCR:

- a) Para disparar, o SCR deve estar com o anodo positivo em relação ao catodo.
- b) Para cortar um SCR, basta abrir o gate (porta).
- c) O ângulo de disparo na prática não pode ser igual a 180° .
- d) A corrente de manutenção é a menor corrente de anodo que mantém o SCR conduzindo.
- e) Nda.

6. No circuito, sabendo que $\eta = 0,7$, quando a chave é fechada, pode-se afirmar que:

- a) O LED acende e apaga a cada 12s.
- b) O LED acende e 12s depois apaga.
- c) Após 12s o LED acende e não apaga mais.
- d) O LED não acende, pois está polarizado reversamente.



4.2.8. O Disparo por Pulso

Em algumas aplicações é importante que o ângulo de disparo não se altere quando trocamos um SCR por outro (de mesmo nome). Um exemplo é em retificação polifásica controlada. O ângulo de disparo deve ser igual em todas as fases. Devido às diferenças existentes nas características de gate entre SCRs da mesma família, se usássemos os circuitos anteriores caso o SCR fosse trocado, o ângulo de disparo mudaria. A diferença é tanto maior quanto mais lenta for a variação da tensão de gate. A Figura 4.17 mostra como a velocidade da tensão (dv/dt) influencia o ângulo de disparo para dois valores de tensão de disparo de gate, V_{GT1} e V_{GT2} .

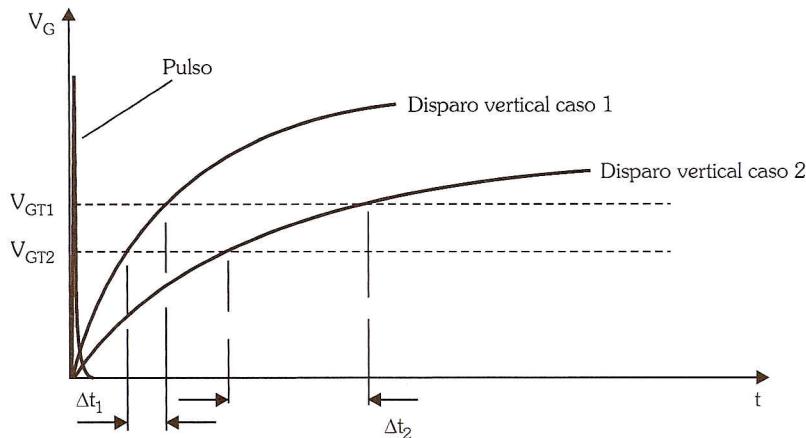


Figura 4.17: Influência da velocidade de crescimento da tensão de gate na mudança do ângulo de disparo.

Podemos notar na Figura 4.17 que o retardo introduzido (Δt) é tanto maior quanto menor (caso 2) for a variação da tensão no tempo. Quando o disparo é feito por pulso, esse retardo é praticamente nulo, isto é, caso o pulso tenha amplitude maior que V_{GT} e duração suficiente, ao ser aplicado, dispara todos os SCRs de uma mesma família. A Figura 4.18 mostra um dos inúmeros circuitos de disparo por pulso.

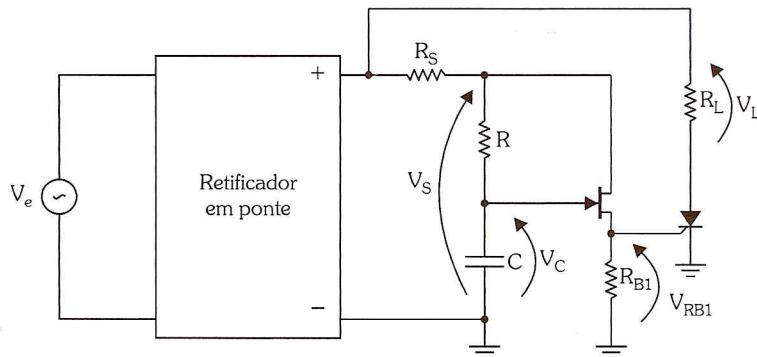


Figura 4.18: Circuito de disparo por pulso.

A Figura 4.19 exibe as formas de onda de tensão em alguns pontos do circuito da Figura 4.18.

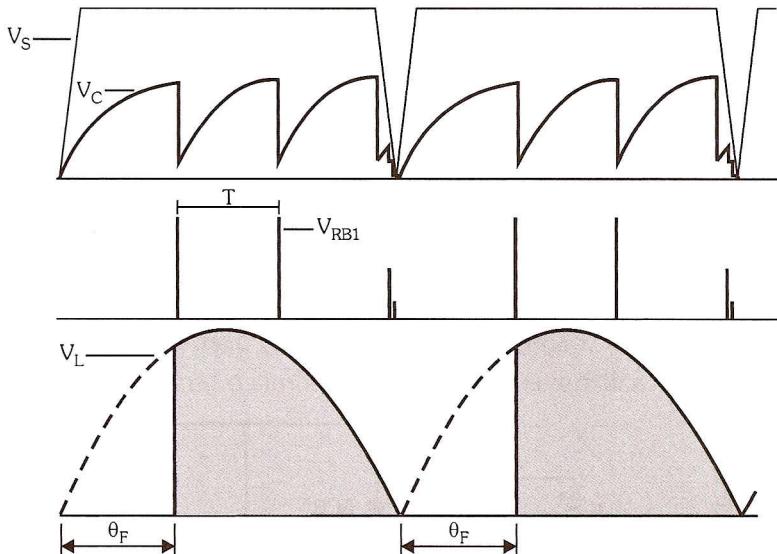
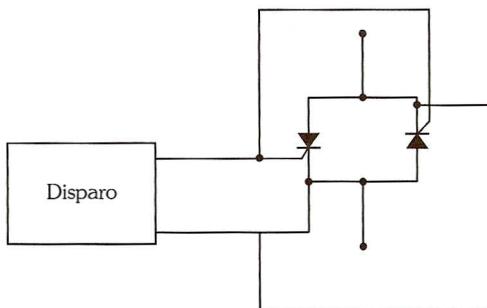


Figura 4.19: Forma de onda do circuito da Figura 4.18.

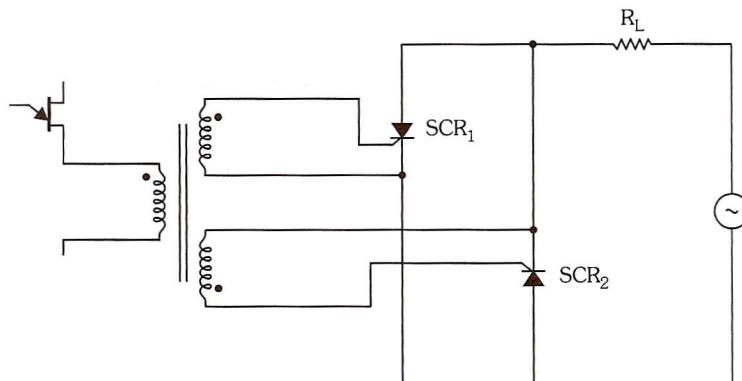
Na Figura 4.19, é importante observar que é o primeiro pulso (segundo gráfico de cima para baixo) que dispara o SCR. Quando começa o semicírculo, os pulsos subsequentes não afetam mais o circuito. É importante notar também que no final do ciclo, como a tensão no Zener (primeiro gráfico de cima para baixo) vai a zero, nesse instante o capacitor se descarrega totalmente, portanto quando se iniciar novo semicírculo, as condições iniciais serão as mesmas. Esse sincronismo é importante para que o ângulo de disparo não mude de ciclo para ciclo, o que ocorreria se a alimentação do UJT fosse obtida de uma fonte CC à parte.

4.2.9. O Transformador de Pulso

Deve ser usado quando houver necessidade de isolar o circuito de controle do circuito de potência, ou ainda quando a tensão CC em R_{B1} , estando o UJT cortado, for suficiente para disparar o SCR. Os transformadores de pulso são usualmente do tipo 1:1 (um secundário) ou 1:1:1 (dois secundários). Uma aplicação importante desses dispositivos é quando se deseja disparar dois SCRs em antiparalelo, como na Figura 4.20a. Observe que não é possível a ligação do mesmo circuito de disparo no gate dos dois SCRs, pois isso colocaria em curto-círcuito o anodo e o catodo dos dois SCRs. A solução é o uso de um transformador de pulso 1:1:1 como na Figura 4.20b. O circuito de disparo é o mesmo da Figura 4.18 com o resistor R_{B1} sendo substituído pelo primário do transformador. O ponto nos enrolamentos indica a polaridade do enrolamento.



(a)



(b)

Figura 4.20: Disparo de SCRs em antiparalelo (a) solução inadequada, (b) solução adequada usando transformador de pulso.

No semicírculo positivo da tensão de entrada dispara o SCR₁ para um determinado ângulo de disparo θ_F (observe que os dois SCRs recebem pulsos ao mesmo tempo, mas só aquele com anodo positivo em relação ao catodo conduz). No semicírculo negativo o SCR₂ dispara para o mesmo ângulo de disparo. A Figura 4.21 mostra a forma de onda na carga para o circuito da Figura 4.20b.

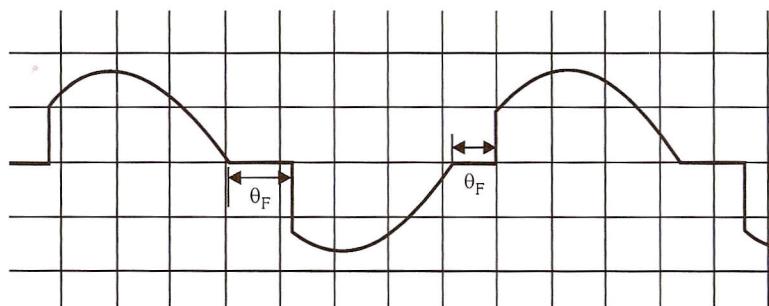
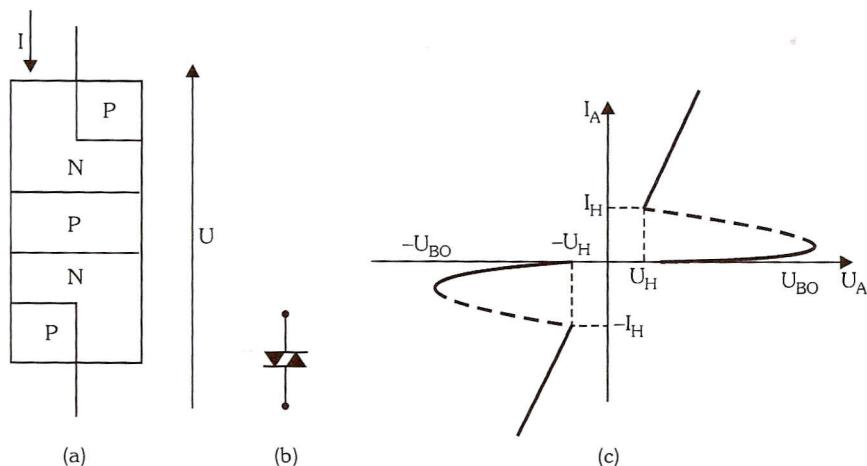


Figura 4.21: Forma de onda no disparo por SCRs em antiparalelo usando transformador de pulso 1:1:1.

4.3. DIAC e TRIAC

4.3.1. O DIAC

O diodo de quatro camadas bilateral (DIAC = Diode AC) é um dispositivo de quatro camadas que pode conduzir nos dois sentidos quando a tensão aplicada, com qualquer polaridade, ultrapassar um determinado valor chamado de tensão de breakover (U_{BO}), voltando a cortar quando a tensão (corrente) cair abaixo de um valor chamado de tensão (corrente) de manutenção, U_H (I_H). A Figura 4.22 mostra a estrutura interna, o símbolo e a curva característica.



O DIAC é feito para operar basicamente em conjunto com o TRIAC.

Exemplos de DIAC comercial:

■ **BR 100**

- Encapsulamento: DO - 41
- Tensão de ruptura (U_{BO}): 28 a 36V tipicamente 32V

■ **DB3**

- Encapsulamento: DO - 35
- Tensão de ruptura (U_{BO}): 28 a 36V tipicamente 32V

Atenção

O componente não tem polaridade!

4.3.2. O TRIAC

Quando é necessário controlar a potência em um circuito AC, com corrente nos dois sentidos, podem ser dois SCRs em antiparalelo ou usar um TRIAC (TRIode AC). O TRIAC dessa forma pode ser entendido como sendo equivalente a dois SCRs ligados em antiparalelo, ou como sendo um DIAC com o terceiro terminal de controle, o gate. A Figura 4.23 mostra o controle de potência usando dois SCRs em antiparalelo.

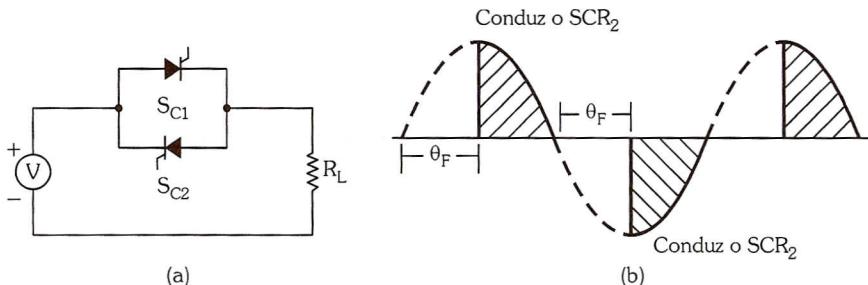


Figura 4.23: Controle de carga AC usando SCR (a) circuito, (b) formas de onda na carga.

O mesmo resultado, controle de carga AC, pode ser obtido usando um único TRIAC. Os circuitos de disparo para o TRIAC são semelhantes aos usados para disparar o SCR.

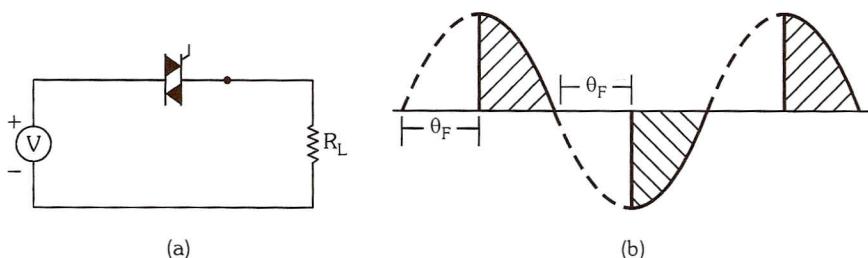


Figura 4.24: Controle de carga AC usando TRIAC (a) circuito, (b) formas de onda na carga.

A analogia é válida somente em 60Hz. Em frequências altas o TRIAC não responde da mesma forma que o SCR. O TRIAC foi projetado para operar em 60Hz ou 50Hz, além disso ele pode operar em quatro modos, ao contrário do SCR que só pode operar com o anodo positivo em relação ao catodo e com corrente entrando pelo gate.

O TRIAC não tem anodo e catodo, mas dois terminais chamados de terminal principal 2 (MT_2 ou somente T_2) e terminal principal 1 (MT_1 ou T_1). Desta forma não tem sentido definir máxima tensão reversa, mas a máxima tensão que pode ser aplicada no dispositivo com a porta aberta ($I_G = 0$) sem que haja

condução. O TRIAC corta quando a tensão (corrente) entre os terminais MT_1 e MT_2 cair abaixo da tensão (corrente) de manutenção, U_H (I_H).

A Figura 4.25 mostra a estrutura interna simplificada de um TRIAC, símbolo e aspecto físico. Observe as quatro camadas PNPN nos dois sentidos da corrente, entre os terminais MT_1 e MT_2 , na Figura 4.25a.

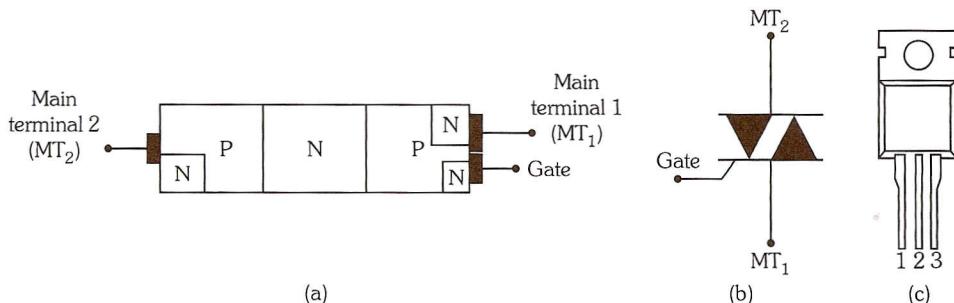
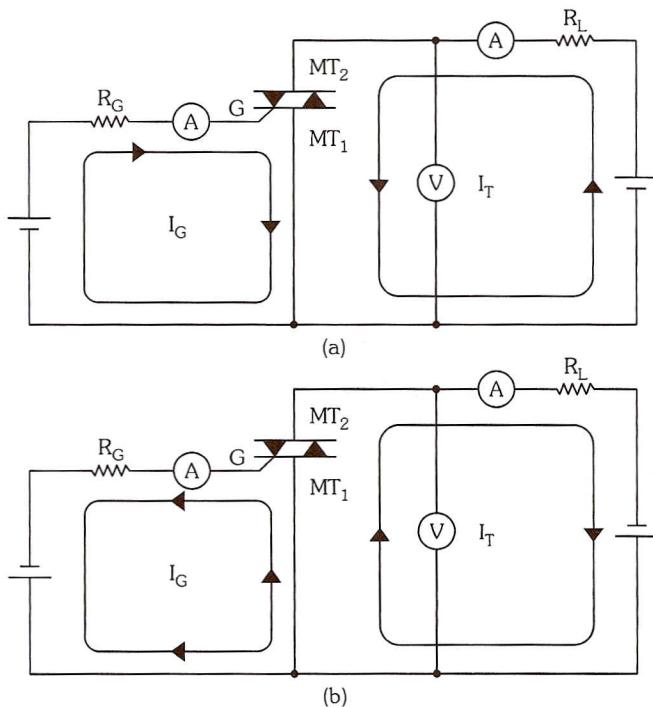


Figura 4.25: TRIAC (a) aspectos construtivos, (b) símbolo, (c) aspecto físico.

Ao contrário do SCR que só pode disparar com o anodo positivo em relação ao catodo e com o gate positivo em relação ao catodo, o TRIAC tem quatro possibilidades de ser disparado de acordo com as polaridades dos terminais MT_2 , MT_1 e gate. A Figura 4.26 mostra os modos de disparo do TRIAC.



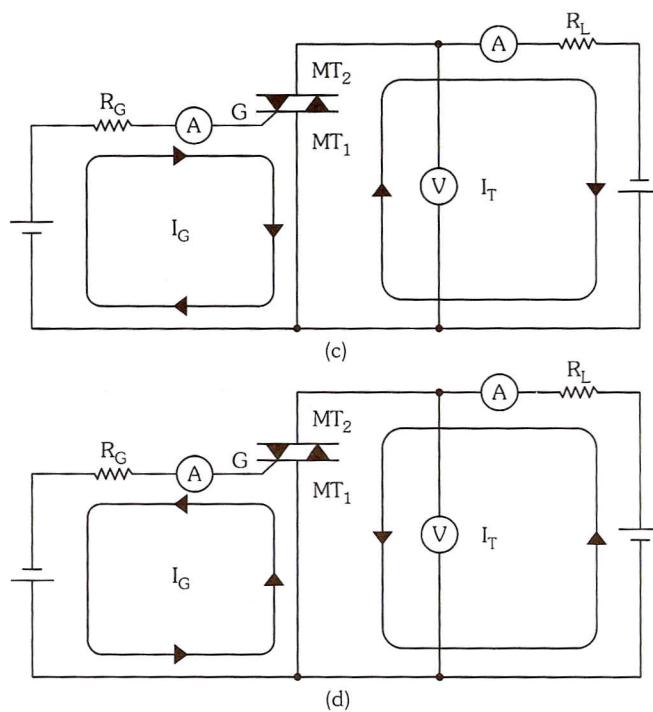


Figura 4.26: Modos de disparo do TRIAC (a) modo a, (b) modo b, (c) modo c, (d) modo d.

O TRIAC não tem a mesma sensibilidade em todos os modos. Ela é maior nos modos **a** e **b** porque a corrente de porta tem mesma orientação que a corrente principal (I_T) internamente. Isso significa dizer o seguinte, se o TRIAC está ligando uma carga que consome 1A, necessitará de uma corrente de porta menor nos modos **a** e **b**. Uma experiência que pode ser feita para comprovar a diferente sensibilidade nos modos está indicada na Figura 4.27.

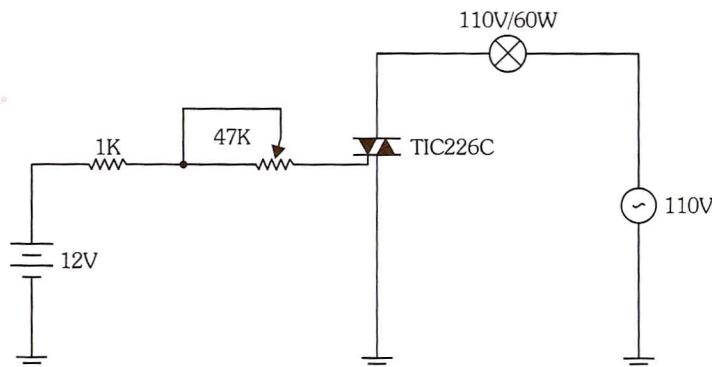


Figura 4.27: Verificação experimental da sensibilidade do TRIAC.

Inicialmente, com o potenciômetro no mínimo observamos que o brilho da lâmpada é máximo, significando que o TRIAC dispara nos modos **a** e **c**. Aumentando gradativamente o potenciômetro, notaremos, em um determinado valor, que a lâmpada passa a brilhar pela metade, significando que o TRIAC dispara no modo **a**, mas não dispara mais no **c**. Se aumentarmos mais ainda o potenciômetro, pode acontecer de o TRIAC não conduzir em nenhum modo (caso o descrito não ocorra, aumente o valor do potenciômetro para 100K).

Exemplos de TRIAC comercial:

■ TIC 226

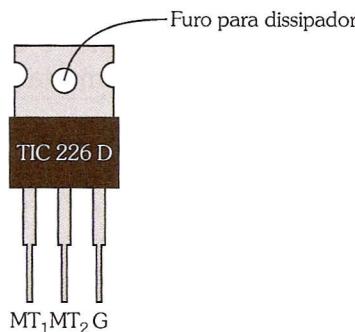


Figura 4.28: TRIAC em encapsulamento TO-220.

A tabela a seguir mostra alguns valores limites para alguns modelos de TIC 226.

Rating (Limites)	Symbol (Símbolo)	Value (Valor)	Unit (Unidade)
Repetitive peak off-state voltage (Tensão de pico repetitiva quando cortado)	TIC226D TIC226M TIC226S TIC226N	V _{DRM} 400 600 700 800	V
Full-cycle RMS on-state current at 85°C case temperature (máxima corrente eficaz conduz em ciclo inteiro)	I _{T(RMS)}	8	A
Peak on-state surge current full-sine-wave at 25°C case temperature (corrente de pico transitória com temperatura do invólucro a 25°C)	I _{TSM}	70	A
Peak gate current (corrente de pico de gate)	I _{GM}	±1	A

4.3.3. Aplicações de TRIAC e DIAC

O TRIAC é usado basicamente como chave de estado sólido em CA, substituindo em alguns casos e com vantagens as chaves mecânicas (relés, contatores etc.).

Chave Estática Assíncrona

O TRIAC pode ser usado como chave de estado sólido, substituindo com vantagens a chave mecânica em algumas aplicações, tendo como principal vantagem o fato de não gerar arco e de não sofrer desgaste, porém dissipar potência, necessitando de dissipador de calor. A chave no circuito de gate na Figura 4.29 não tem necessidade de capacidade de corrente, e em algumas aplicações podem ser usados sensores como reed switch, termostato, transistores etc.

Com a chave fechada logo no início do semiciclo positivo o TRIAC dispara no modo **a**, conduzindo até o final do semiciclo positivo quando corta, quando a tensão cair abaixo da tensão de manutenção. Se a chave continuar fechada, o TRIAC dispara logo no início do semiciclo negativo, cortando no final. A forma de onda na carga será próximo de uma senoide.

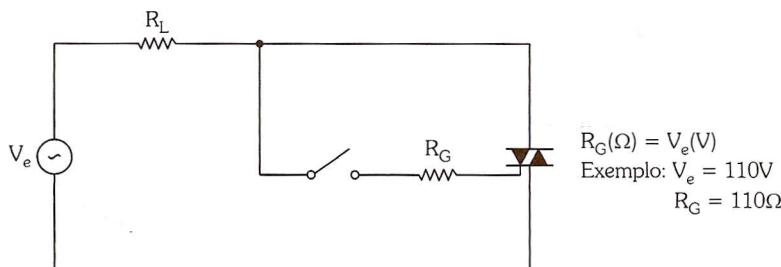


Figura 4.29: TRIAC como chave assíncrona.

Chave Estática Síncrona

O circuito assíncrono liga o TRIAC em qualquer ponto do ciclo da tensão de entrada, inclusive durante o instante em que a tensão é máxima. Se a carga for resistiva (por exemplo, uma resistência aquecedora ou lâmpada), quando for ligada na primeira vez, como o valor da resistência é baixo (está fria) e se a tensão é máxima, a corrente pode assumir valores dez vezes o valor de regime durante um intervalo que é uma fração do ciclo. Essa condição (surge) pode levar à destruição do TRIAC ou da carga.

Para evitar esse problema, associam-se ao TRIAC circuitos que só permitirão que o disparo ocorra quando a tensão de entrada estiver passando próximo do zero. Esses circuitos são chamados de zero voltage switching (ZVS).

Na Figura 4.30 o circuito ZVS comanda o disparo do TRIAC somente quando a tensão de entrada estiver passando próximo de zero, não deixando o TRIAC disparar se a tensão de entrada for muito alta. Como consequência, a geração de RF é reduzida drasticamente e melhorando também o fator de potência porque a corrente é aproximadamente senoidal.

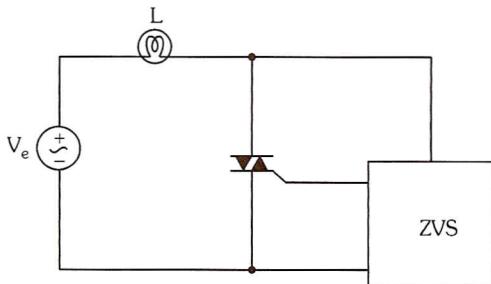


Figura 4.30: Controle de disparo no zero.

Dimmer

A luminosidade de uma lâmpada pode ser controlada pela variação da potência elétrica que lhe é entregue, e isso pode ser feito alterando o ângulo de disparo durante cada semiciclo (controle de fase). A Figura 4.31 mostra um circuito simples que controla a potência de uma lâmpada (pode ser usado também para variar a velocidade de pequenos motores universais).

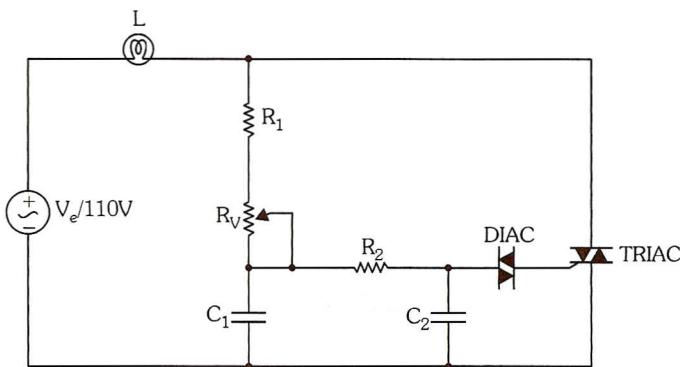


Figura 4.31: Controle de luminosidade - dimmer.

Na Figura 4.31, o capacitor C_1 é carregado (no semiciclo positivo ou semiciclo negativo) através do potenciômetro de controle R_V e a resistência R_1 , C_2 se carrega depois através de R_2 , gerando um atraso adicional. Após um tempo, determinado pelo potenciômetro, o DIAC dispara quando a tensão no capacitor C_2 atingir a tensão de disparo (breakover). O capacitor C_2 se descarrega através do DIAC e no gate do TRIAC, disparando-o para um determinado ângulo de disparo.

A mudança brusca de corrente de zero para um determinado valor produz radiofrequência (RF) que causa interferências em aparelhos de rádio colocados na mesma rede. O indutor L_f e o capacitor C_f funcionam como um filtro que reduz essa interferência a um nível aceitável. O circuito RC em paralelo (snubber) com o TRIAC é também um filtro usado quando a carga é indutiva, e tem a finalidade de evitar disparo errado devido a transientes.

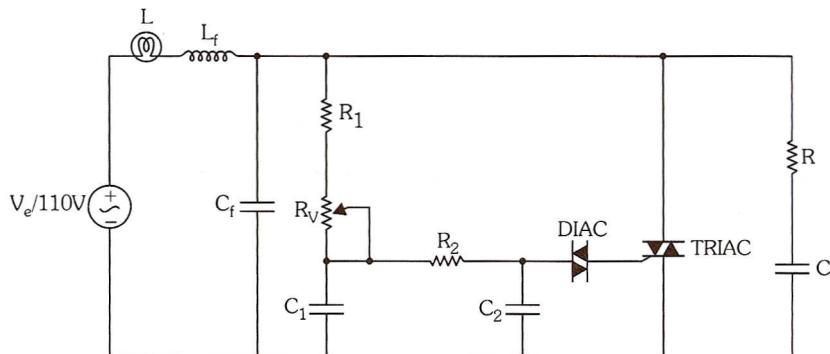


Figura 4.32: Controle de potência com filtros.

Para grandes potências o controle por ângulo de disparo não é conveniente devido à grande quantidade de RF gerada, impossibilitando a filtragem. Nesse caso o controle da potência pode ser feito por ciclos inteiros usando circuitos de disparo no zero.

A Figura 4.33 mostra formas de onda aplicadas na carga para duas condições, exemplificando o conceito.

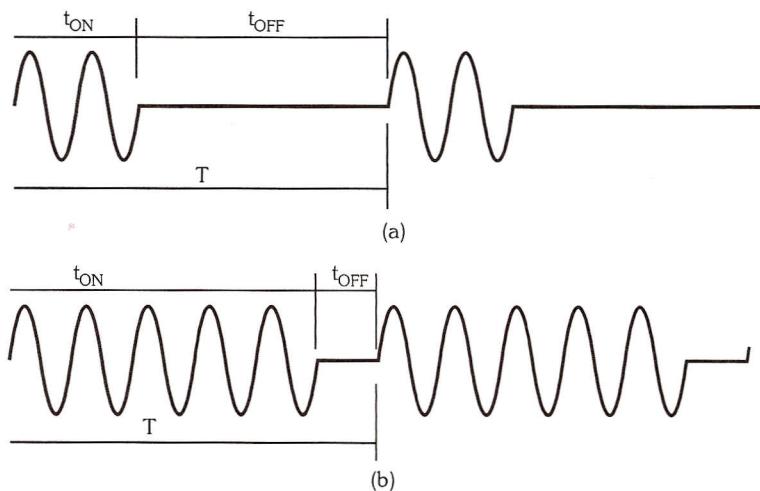


Figura 4.33: Formas de onda controle de potência por ciclos inteiros (a) potência baixa, (b) potência alta.

O controle de potência por ciclos inteiros não gera harmônicas, e consiste em fixar um tempo (T) no qual uma chave eletrônica (TRIAC) é acionada durante um intervalo de tempo (t_{ON}), fornecendo energia para a carga, e desligando durante um intervalo de tempo (t_{OFF}). A potência entregue será proporcional à relação t_{ON}/T , por isso se chama controle proporcional. Nessa aplicação a carga não pode ser uma lâmpada incandescente, pois a cintilação é excessiva, sendo adequado apenas para controle de temperatura.

Luz Crepuscular

No circuito da Figura 4.34 a luz acende automaticamente quando escurece e apaga quando amanhece. Quando o LDR (Light Dependent Resistor) é iluminado, a sua resistância diminui, impedindo que o capacitor se carregue, portanto a tensão de disparo do DIAC não é atingida, e a lâmpada permanece apagada.

Na ausência de luz, a resistência do LDR aumenta, permitindo que a tensão no capacitor possa atingir a tensão de disparo do DIAC (em torno de 32V), disparando o TRIAC. Se o LDR for iluminado novamente, a lâmpada apagará. Na prática deve-se evitar que o LDR receba a luz da lâmpada, pois isso estabelece uma realimentação positiva que fará o circuito oscilar (a lâmpada piscará).

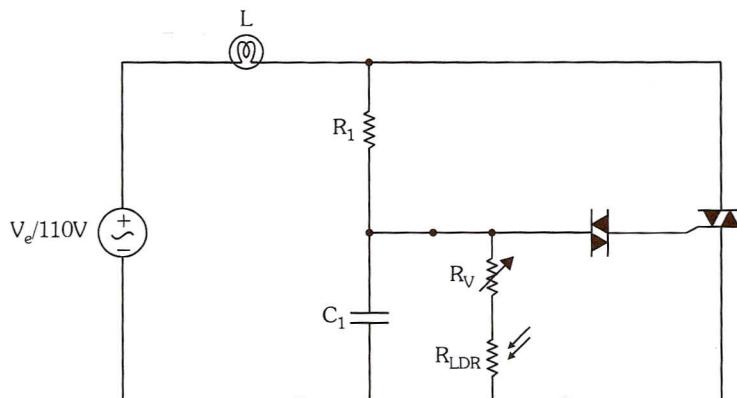


Figura 4.34: Luz crepuscular.

Na figura 4.34 os seguintes valores podem ser usados para montar o circuito:

$$R_1 = 15K/1W, C_1 = 0.1\mu F, R_V = 1K \text{ e o LDR de uso geral.}$$

4.4. Transistor Unijunção Programável (PUT)

O transistor unijunção programável (PUT) é um UJT no qual o valor de η (razão intrínseca de disparo) pode ser imposto através de resistores externos. A sua estrutura é análoga à de um SCR, tendo porém o *gate* na região N próxima do anodo. A Figura 4.35 mostra a estrutura, símbolo e circuito equivalente de um PUT.

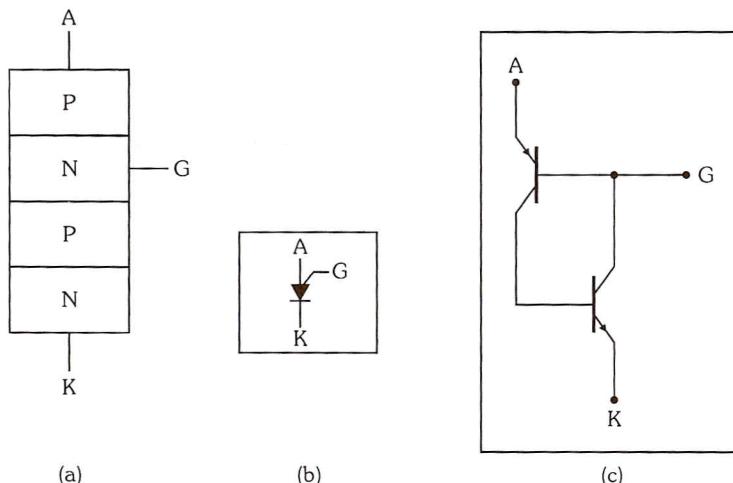


Figura 4.35: Transistor unijunção programável
(a) estrutura, (b) símbolo, (c) circuito equivalente.

Para compreender o seu funcionamento consideremos o circuito da Figura 4.36a e o equivalente Thevenin, Figura 4.36b.

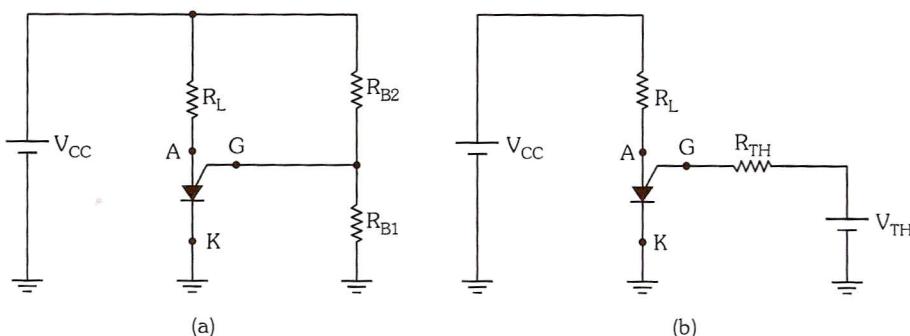


Figura 4.36: Transistor unijunção programável (a) polarização, (b) circuito equivalente de gate.

Na Figura 4.36a temos:

$$R_{TH} = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad V_{TH} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$$

Substituindo o PUT na Figura 4.36b pelo seu circuito equivalente com transistor, resulta o circuito:

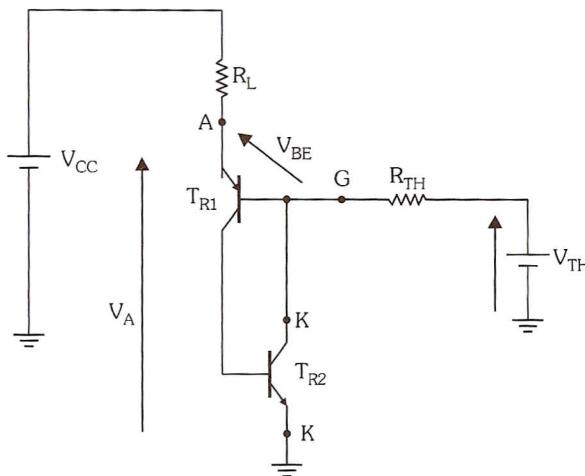


Figura 4.37: Circuito equivalente do PUT.

Na Figura 4.37, se $V_A < V_{TH} + V_{BE}$ o transistor T_{R1} não conduzirá (lembre-se, para um transistor PNP conduzir o seu emissor deve estar com o potencial abaixo do potencial da base), e se T_{R1} não conduzir, o mesmo ocorre com T_{R2} .

Quando, porém, $V_A \geq V_{TH} + V_{BE}$, o transistor T_{R1} ficará polarizado diretamente, conduzindo assim como T_{R2} . Nessas condições a realimentação positiva existente leva o PUT ao disparo (análogo ao disparo do SCR). Após ter disparado, o PUT só volta ao corte quando a corrente de anodo cair abaixo da corrente de vale I_V , análoga à corrente de manutenção no SCR.

Se fizermos uma analogia com o UJT, teremos no ponto de disparo:

- UJT: $V_P \geq V_D + \eta \cdot V_{CC}$
- PUT: $V_A \geq V_{BE} + \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$

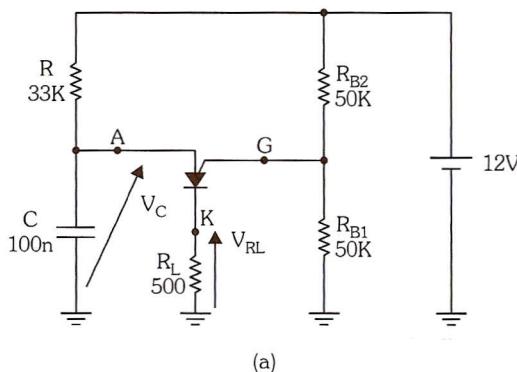
Comparando as duas expressões, concluímos que a relação de disparo do PUT vale:

$$\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \eta \text{ é análoga à relação intrínseca de disparo do UJT}$$

Somente que nesse caso o valor da relação intrínseca não depende do dispositivo, mas de resistores externos (R_{B1} e R_{B2}), por isso o nome programável, pois é possível estabelecer o valor de η previamente.

4.4.1. Oscilador de Relaxação

O funcionamento do circuito é análogo ao do oscilador de relaxação com UJT. Ligada a alimentação e estando o capacitor inicialmente descarregado ($V_A = V_C = 0 < V_{BE} + \eta \cdot V_{CC}$), o PUT estará cortado (T_{R1} polarizado reversamente). O capacitor C se carrega através de R e quando a tensão no capacitor ultrapassar a tensão de gate em cerca de 0,7V, o T_{R1} começa a conduzir e em consequência o T_{R2} . Devido à realimentação positiva, a corrente aumenta bruscamente, disparando o PUT. Nesse instante C se descarrega através do PUT e de R_L . Quando a tensão de anodo cair abaixo da tensão de vale, o PUT volta a cortar e C volta a se carregar novamente através de R, repetindo todo o processo. A Figura 4.38 mostra as formas de onda e o circuito.



(a)

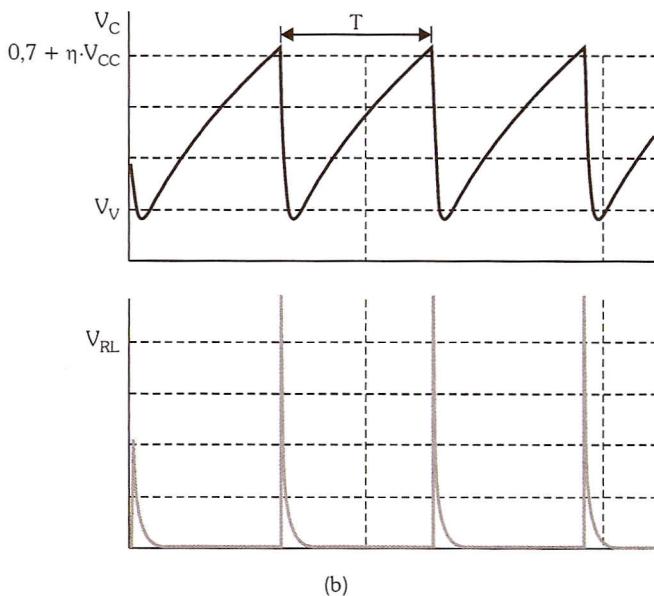


Figura 4.38: Oscilador de relaxação (a) circuito, (b) formas de onda.

■ Exemplo de PUT: 2N6027

Esse dispositivo é fornecido em encapsulamento TO-92.

A tabela seguinte mostra alguns limites do PUT 2N6027.

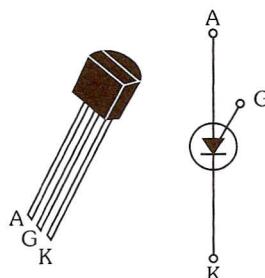
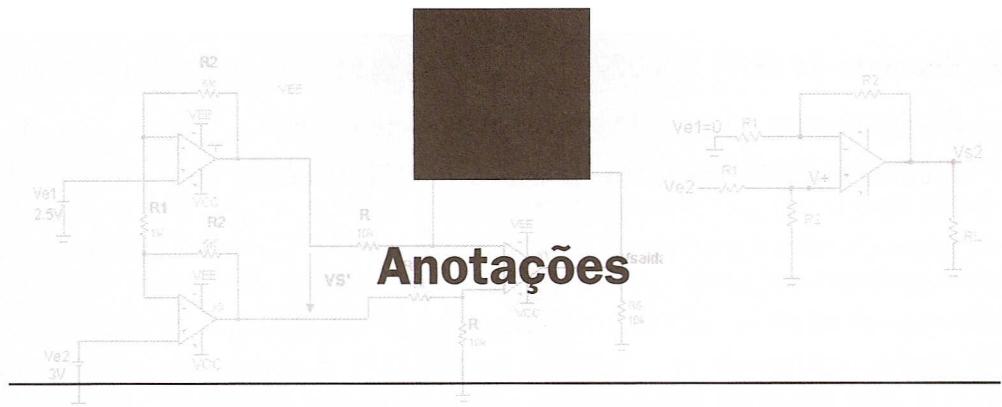


Figura 4.39

Rating (Limites)	Symbol (Símbolo)	Value (Valor)	Unit (Unidade)
DC Forward Anode Current (Corrente direta de anodo)	I_T	150	mA
DC Gate Current (Corrente CC de gate)	I_G	50	mA
Gate to Cathode Forward Voltage (Tensão direta do gate para catodo)	V_{GKF}	40	Volts
Gate to Cathode Reverse Voltage (Tensão reversa do gate para catodo)	V_{GKR}	- 5.0	Volts
Gate to Anode Reverse Voltage (Tensão reversa entre gate e anodo)	V_{GAR}	40	Volts



Anotações

5

Dispositivos Optoeletrônicos



Optoeletrônica é o estudo e a aplicação de dispositivos que interagem com a luz, podendo ser classificados em transdutores de elétrico para luz (LED) e luz para elétricos (fotodiodo, LDR, fototransistor, célula solar), existindo os dispositivos que operam com os dois (acoplador óptico).

5.1. LDR (Light Dependent Resistor)

O fotorresistor ou LDR (Light Dependent Resistor) é um componente construído de material semicondutor (sulfeto de cádmio) cuja resistência elétrica diminui quando aumenta a incidência de radiação luminosa. Existem em diversos tamanhos e potência. A Figura 5.1 mostra o símbolo, curva de resposta espectral e o aspecto físico. São usados em detecção de fumaça, alarmes de segurança e roubo, controle de luminosidade, contagem de peças etc.

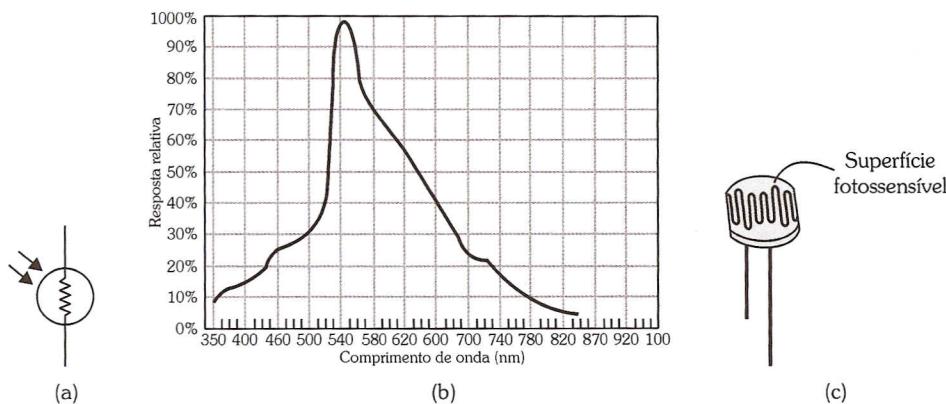


Figura 5.1: LDR (a) símbolo, (b) resposta espectral, (c) aspecto físico.

A Figura 5.2 apresenta duas aplicações típicas de detecção de luz. A primeira usando transistor e a segunda, amplificador operacional.

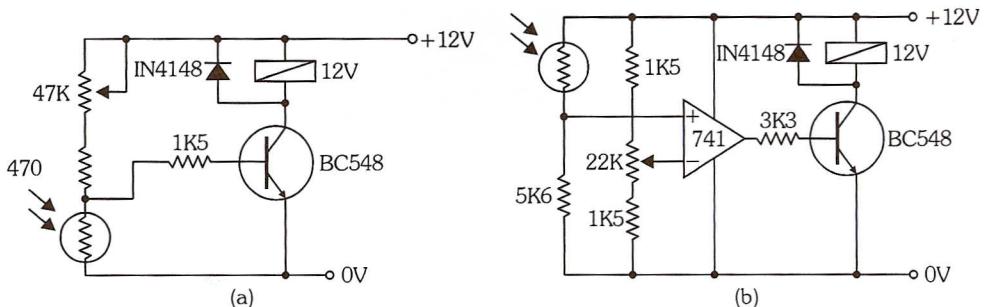


Figura 5.2: Circuitos de detecção de luz (a) com transistor, (b) com amplificador operacional.

Na Figura 5.2a, o potenciômetro de 47K, o resistor de 470 e o LDR formam um divisor de tensão. Na presença de luz a resistência do LDR é baixa, sendo o potenciômetro de 47K ajustado para que o transistor corte. Na ausência de luz (escuro) a resistência do LDR aumenta, aumentando a tensão nele, o que faz o transistor saturar ligando o relé.

Na Figura 5.2b, no escuro a tensão na entrada não inversora é baixa e deve ser levemente inferior à tensão na entrada inversora que é ajustada com o potenciômetro, desta forma a saída do amplificador operacional é aproximadamente zero, portanto o relé estará desligado. Quando o LDR for iluminado, a tensão na entrada não inversora aumenta, tornando-se maior que a tensão na entrada inversora fazendo a saída do AO subir para aproximadamente 12V, o que faz o transistor saturar ligando o relé.

5.2. Diodo Emissor de Luz (LED)

O diodo emissor de luz (Light Emitting Diode, LED) é basicamente uma junção PN na qual existe uma abertura pela qual sai radiação luminosa quando a junção é polarizada diretamente. Quando polarizado reversamente, tem o mesmo comportamento de um diodo comum. A cor da radiação pode ser verde, amarela, vermelha, azul ou mesmo infravermelha, depende dos materiais usados para construir o LED. Quando polarizado diretamente, a queda de tensão (V_F) pode variar de 1V a 2V, dependendo da corrente (I_F). Em geral, uma corrente de 20mA é suficiente para uma boa luminosidade. A máxima tensão reversa costuma ser menor do que 10V.

A Figura 5.3 mostra o símbolo, polarização e aspecto externo de um LED típico. São usados principalmente como elementos indicadores de condição (ligado, alarme), como emissores infravermelhos em sistemas de alarme, em displays de sete segmentos e ultimamente substituindo lâmpadas incandescentes. O diâmetro D, Figura 5.3c, determina a sua capacidade de iluminar, podendo ter 3mm, 5mm ou 10mm.

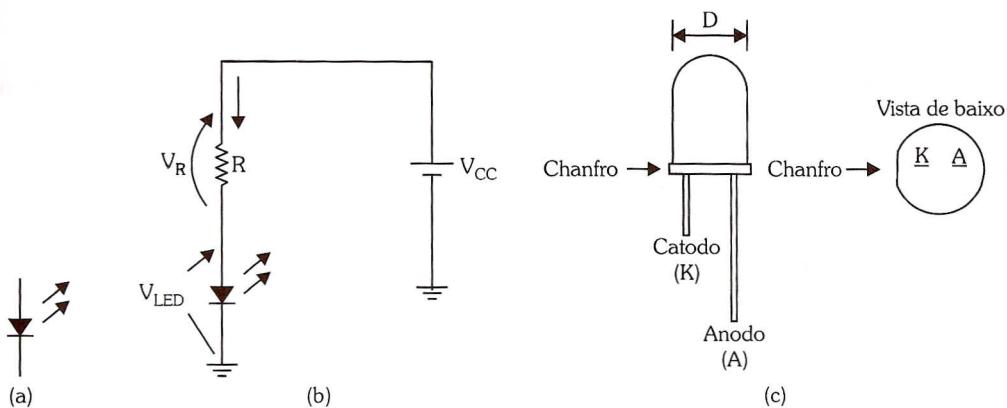


Figura 5.3: Diodo Emissor de Luz (LED) (a) símbolo, (b) polarização, (c) aspecto físico.

Em relação à Figura 5.3b, para o cálculo da resistência, R , que limita a corrente devemos conhecer a queda de tensão no LED e a intensidade da corrente. Quanto maior a corrente, maior o brilho, devendo ter cuidado para não ultrapassar o limite máximo. Observar que o catodo é diferenciado do anodo de duas maneiras: o terminal de anodo é maior ou o chanfro para identificar o catodo.

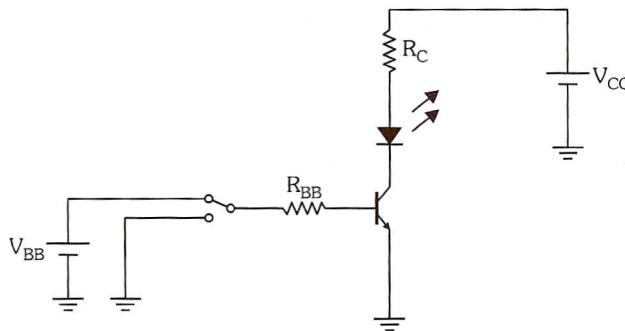
Em geral a especificação do LED é da forma 2V a 20mA, isto é, o LED acende com uma corrente de 20mA e a queda de tensão é 2V. Por exemplo, na Figura 5.3b se considerarmos uma bateria de 12V, e uma queda de tensão no LED de 2V quando a corrente é 20mA, a tensão no resistor será 10V, portanto R deverá valer:

$$R = \frac{10V}{20mA} = 0,5K = 500\text{ ohms}$$

usamos um valor comercial de 470 ohms.

Exercício Resolvido

- Calcular R_C e R_B no circuito para que o LED acenda. Considerar para o LED uma queda de tensão de 2V a 20mA, $V_{CEsat} = 0,5V$, $V_{BE} = 0,7V$, $\beta_{min} = 100$, $V_{CC} = 12V$ e $V_{BB} = 5V$.

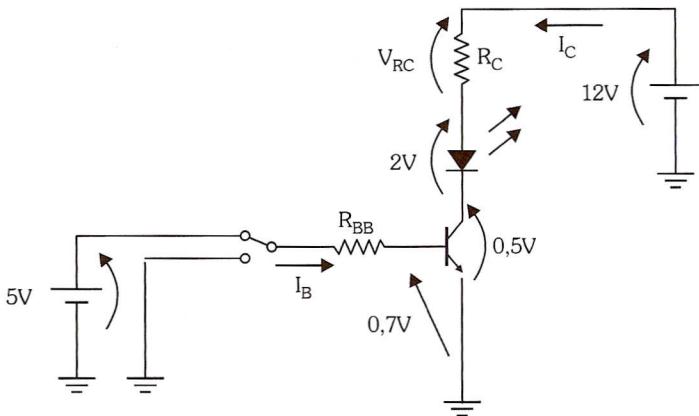


Solução

Com o transistor saturado a tensão $V_{CE} = 0,5V$, a tensão no LED $V_{LED} = 2V$, a tensão em R_C valerá $V_{RC} = 12 - (0,5 + 2) = 9,5V$.

Como a corrente no resistor vale 20mA, então o valor do resistor deve ser:

$$R_C = \frac{9,5V}{20mA} = 0,475K\Omega = 475\Omega \text{ usamos um valor comercial de } 470 \text{ ohms.}$$



Para um transistor saturar: $I_C < \beta \cdot I_B$ como o β varia, usamos o mínimo para garantir.

Desta forma, $100 \cdot I_B > 20mA$ ou $I_B > 20mA/100 = 0,2mA$ ou em termos de resistência

$$R_{BB} < \frac{5 - 0,7}{0,2mA} = \frac{4,3V}{0,2mA} = 21,5K \text{ adotamos } R_{BB}=15K$$

Como a luminosidade varia com a intensidade da corrente, se de alguma forma a corrente for constante, a luminosidade não mudará se o LED for trocado. Nos circuitos anteriores a troca do LED muda V_{LED} que muda I_{LED} mudando a luminosidade. No circuito da figura a seguir, como a corrente é constante a luminosidade não se altera se o LED for trocado.

No circuito da Figura 5.4 a corrente no LED é constante, pois a tensão no resistor de 470 ohms é constante. A corrente vale aproximadamente 10mA. A corrente no LED é constante, portanto a luminosidade; se o LED for trocado, o que muda é a tensão (V_F).

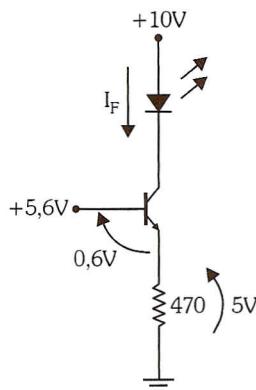


Figura 5.4: Polarização do LED com corrente constante.

Existem circuitos que permitem o controle de vários LEDs simultaneamente, fornecendo a mesma corrente para os LEDs, garantindo desta forma uma luminosidade uniforme. Por exemplo, o C.I PR4010 é um driver de corrente constante para até dez LEDs com a corrente sendo programada através de um resistor externo.

5.3. Fotodiodo

Um fotodiodo funciona ao contrário do LED, isto é, ao receber uma radiação luminosa, na junção, produzirá uma corrente que será proporcional à intensidade luminosa. São usados basicamente para detectar intensidade luminosa, posição, cor e presença.

O fotodiodo tem um pico de resposta para um determinado comprimento de onda (cor), para o qual será gerado o máximo de pares eletron-lacuna, sendo máxima ao redor do comprimento de onda de $0,9\mu\text{m}$. O aspecto físico lembra um LED comum com o terminal do catodo menor do que o anodo.

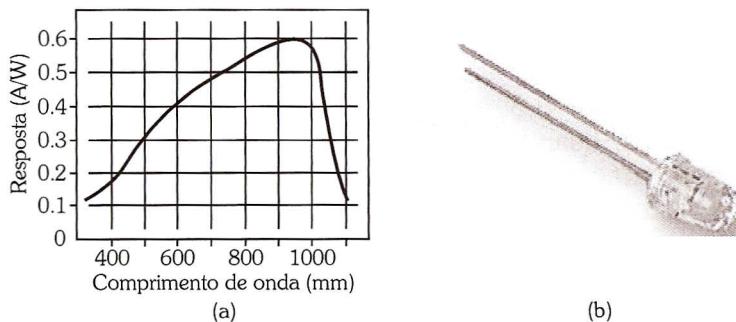


Figura 5.5: Fotodiodo (a) curva de resposta espectral, (b) aspecto físico. Fonte: www.farnell-newark.com.br.

O modo mais simples de ler a corrente produzida por um fotodiodo e consequentemente a intensidade luminosa é converter a corrente para tensão como na Figura 5.6.

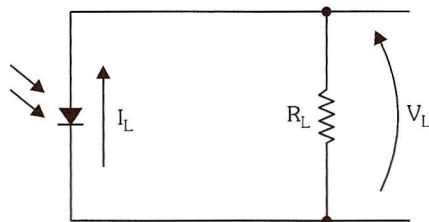


Figura 5.6: Fotodiodo com um conversor corrente-tensão com resistor.

O circuito é extremamente simples, mas o resistor exerce um efeito de carga no fotodiodo que deve produzir uma tensão nos terminais do resistor, além disso se a resistência aumentar muito o tempo de resposta do circuito diminui, pois associado à junção PN do diodo existe uma capacitância.

O circuito com AO da Figura 5.7 melhora o desempenho do circuito da figura 5.6 tornando a relação intensidade luminosa-corrente mais linear.

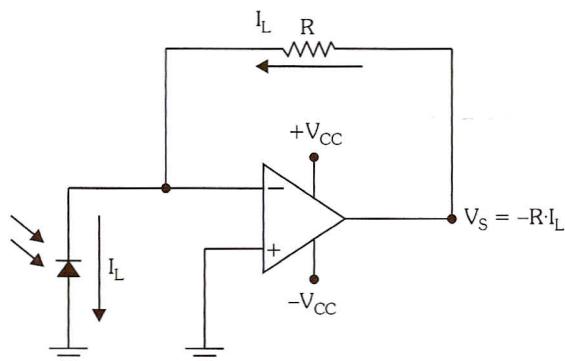


Figura: 5.7: Fotodiodo com um conversor de corrente para tensão com AO.

Para diminuir a capacitância associada à junção, o diodo é polarizado reversamente como na Figura 5.8, nessas condições o diodo é mais rápido para chavear. Infelizmente quando a junção é polarizada reversamente aparece uma corrente de fuga através da junção, chamada de corrente no escuro (I_s) o que diminui a sensibilidade do fotodiodo.

A Figura 5.8 mostra a polarização e a curva característica parametrizada para diferentes níveis de intensidade luminosa especificada em mW/cm^2 .

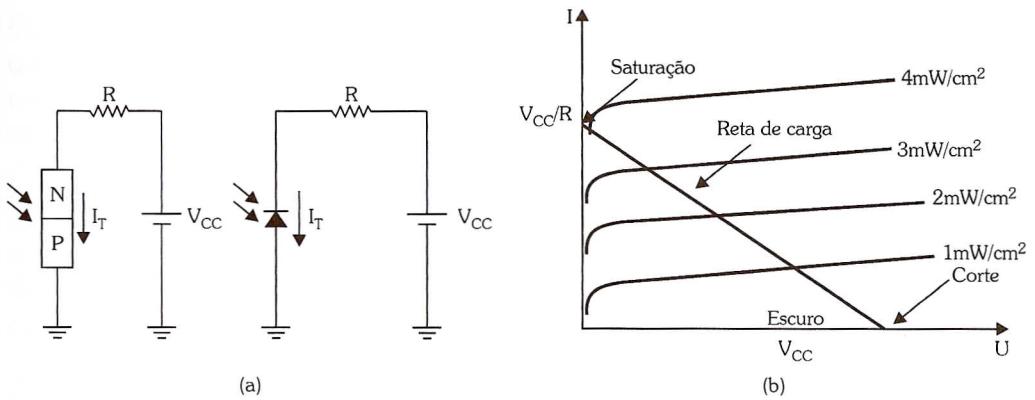


Figura 5.8: Fotodiodo - (a) polarização, (b) curva característica.

Na Figura 5.8a observe que a junção é polarizada reversamente e desta forma com o dispositivo no escuro a corrente será devido somente aos portadores gerados termicamente (portadores minoritários). Essa corrente é chamada de corrente no escuro, I_S .

Com a incidência de luz na junção a corrente aumenta, pois novos portadores de carga serão gerados. A corrente total (I_T) através da junção será dada por:

$$I_T = I_S + I_{IL}$$

- I_S é a corrente de saturação (corrente no escuro)
- I_{IL} é a corrente devida à radiação incidente

Na curva característica da Figura 5.8b a intersecção da reta de carga com uma determinada curva de intensidade luminosa determina o ponto de operação. Dependendo de R e da intensidade luminosa, o diodo pode operar ora no corte, ora na saturação. Pode operar também no modo linear gerando uma corrente proporcional a intensidade luminosa sendo usado como medidores de intensidade luminosa.

5.4. Fototransistor

O fototransistor é mais sensível que o fotodiodo, gerando uma corrente β vezes maior, mas tem uma resposta em frequência proporcionalmente menor. A resposta espectral e o aspecto físico são mostrados na Figura 5.9. Existem fototransistores com dois terminais (coletor e emissor), Figura 5.9b e três terminais (base, emissor e coletor), Figura 5.9c. O terminal de base permite controlar a sensibilidade do fototransistor. A sensibilidade é máxima com a base aberta.

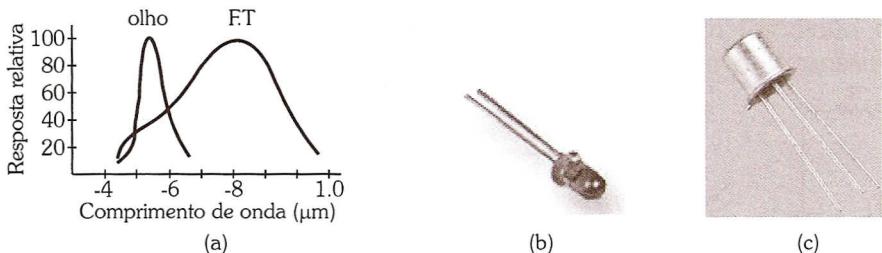


Figura 5.9: Fototransistor (a) resposta espectral do fototransistor (F.T) e olho humano, (b) sem a base, (c) com a base. Fonte: www.farnell-newark.com.br.

O fototransistor pode ser conectado basicamente na configuração emissor comum e coletor comum. A Figura 5.10 mostra a configuração emissor comum, a curva característica e o circuito equivalente. Para a configuração emissor comum, a saída é baixa quando o dispositivo é iluminado e alta quando está no escuro.

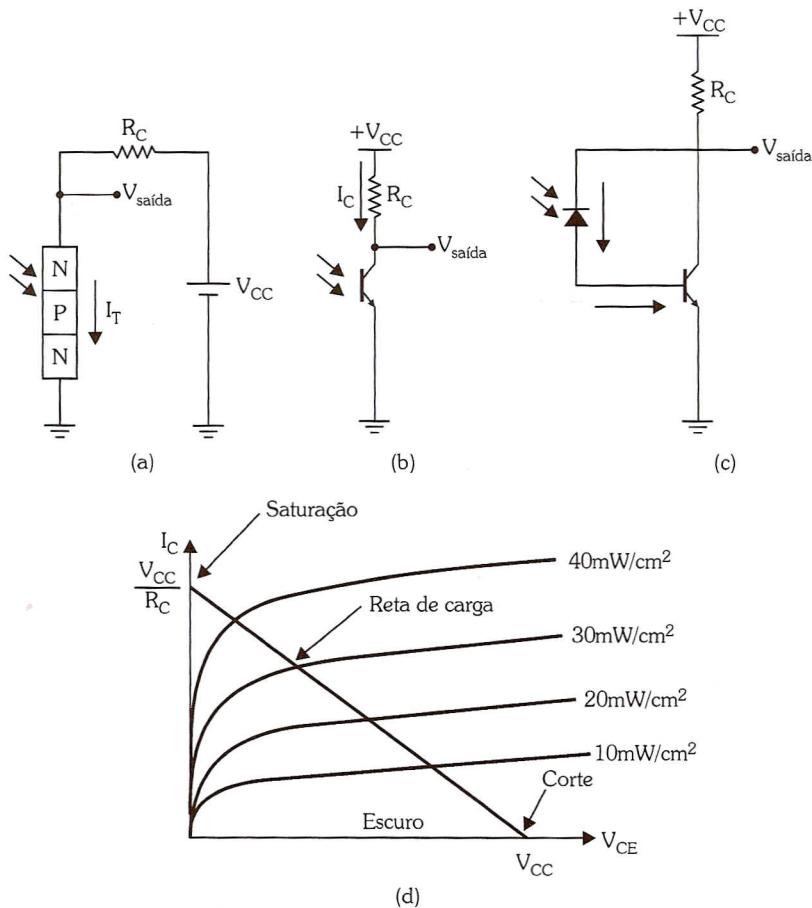


Figura 5.10: (a) e (b) Configuração emissor comum, (c) circuito equivalente, (d) curva característica de coletor.

Outra alternativa de circuito é a configuração coletor comum, Figura 5.11a, na qual a saída será alta com o dispositivo iluminado. A terceira alternativa é usada quando o terminal da base estiver disponível e for desejada uma diminuição na sensibilidade do fototransistor, Figura 5.11b.

O fototransistor pode operar no modo ativo e no modo chave. No modo ativo a saída será proporcional à intensidade luminosa. Essa aplicação é usada nos casos em que se deseja comparar níveis de intensidade de radiação ou mesmo medir a intensidade da radiação. No modo chave (saturado/cortado) a saída será V_{CC} ou aproximadamente zero. Essa aplicação é usada, por exemplo, em sistemas de alarme.

A corrente de coletor no escuro é dada por:

$$I_C = \beta \cdot I_S = I_E$$

Na presença de radiação portadores adicionais serão gerados, fazendo aparecer uma corrente I_{IL} que será adicionada à corrente no escuro. A corrente total será dada por:

$$I_C = \beta \cdot (I_{IL} + I_S)$$

desta forma a corrente produzida pela radiação luminosa será multiplicada por β . Pelo modelo da Figura 5.10c podemos verificar a equivalência entre um fototransistor e um fotodiodo ligado a um transistor comum.

Para obter maior sensibilidade, pode ser usado um fotodarlington o qual consiste basicamente em um fototransistor acoplado a um transistor comum, possibilitando ganho elevadíssimo e, consequentemente, altíssima sensibilidade, porém com limitação na frequência de operação.

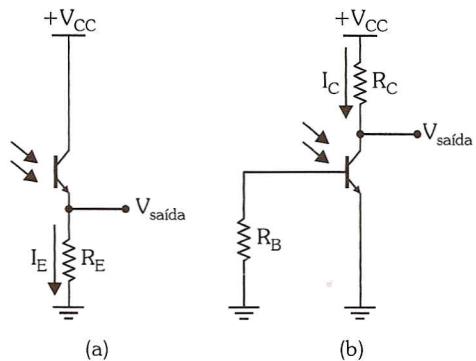


Figura 5.11: (a) Fototransistor polarizado na configuração coletor comum, (b) fototransistor polarizado na configuração emissor comum e com terminal de base.

5.5. Acoplador Óptico

5.5.1. Introdução

Um acoplador óptico ou isolador óptico é um dispositivo que usa um feixe de luz para transferir uma informação elétrica entre dois pontos enquanto mantém uma altíssima isolação entre esses dois pontos.

Conforme indicado na Figura 5.12, o acoplador óptico tem na entrada um diodo emissor infravermelho (IR) que, ao ser percorrido por uma corrente elétrica, emite radiação infravermelha através de um meio transparente e de alta isolação elétrica, um fotodetector recebe essa radiação, convertendo-a em sinal elétrico. O extraordinário disso tudo é que não existe nenhuma conexão elétrica entre a entrada e a saída, resultando uma grande resistência de isolação entre saída e entrada, a principal característica desse dispositivo.

As principais aplicações desse dispositivo são em sistemas de comunicação, em aplicações médicas, controladores programáveis e de uma forma geral onde houver necessidade de altíssima isolação.

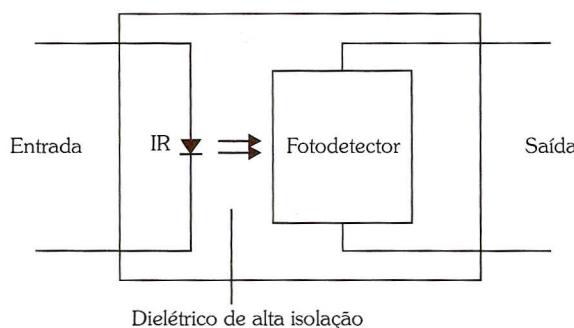


Figura 5.12: Acoplador óptico - aspectos construtivos.

A capacidade de transmitir o sinal da entrada para a saída é dada pela relação de transferência (CTR), a qual depende da eficiência do LED, do detector, da distância entre o emissor e o receptor, da superfície e sensibilidade do detector.

Os três principais parâmetros de um acoplador óptico são:

- A resistência de isolação, que é a resistência CC medida entre a saída e a entrada, sendo maior do que 10^{11} ohms.
- A capacitância de isolação, que é a capacitância parasita do dielétrico da entrada para a saída, e o seu valor varia de 1 a 3 pF. Devido a essa capacidade, o dispositivo pode sofrer danos se tensões muito rápidas forem aplicadas, por exemplo, tensões acima de $500V/\mu s$.
- Tensão de isolação, que é a máxima tensão que o dielétrico pode suportar. A tensão de isolação pode atingir valores da ordem de 5000V.

Existem diferentes tipos de acopladores os quais se diferenciam principalmente pelo tipo de fotossensor na saída. Os principais fotossensores são o fotodiodo, fototransistor, fotoscr e fototriac.

Um exemplo de acoplador óptico comercial é o 4N25 que é de propósito geral com seis pinos Dual In Line (DIP). A Figura 5.13 mostra o encapsulamento e o esquemático interno.

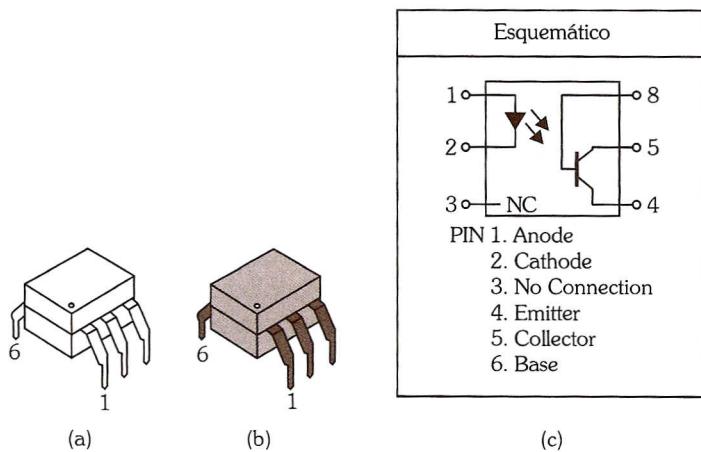


Figura 5.13: 4N25 (a) Encapsulamento branco, (b) encapsulamento preto, (c) esquemático.

A Figura 5.14 mostra algumas das curvas características do acoplador óptico 4N25.

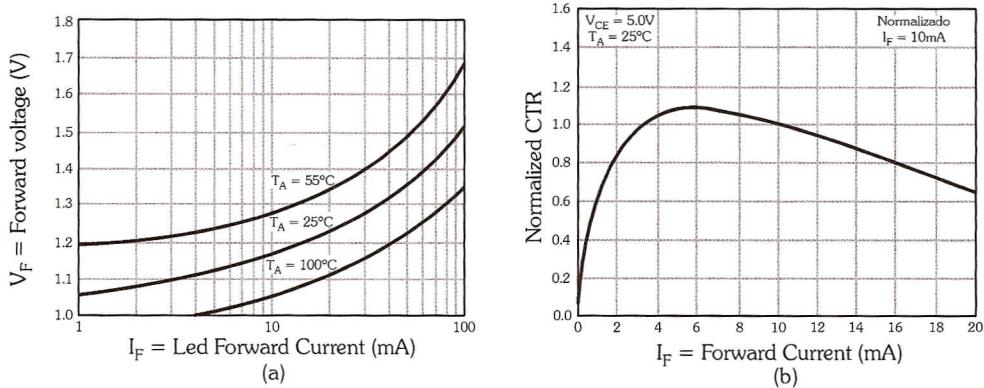


Figura 5.14: (a) Curva característica de entrada, (b) relação de transferência (CTR) normalizada em função da corrente de entrada (corrente no LED).

Na Figura 5.14a se a corrente de entrada (I_F) vale 10mA, a temperatura é 25°C, a queda de tensão no LED de entrada valerá aproximadamente 1,18V. Para essa mesma corrente de entrada e temperatura, na Figura 5.14b a relação de transferência será de 1, isto é, a corrente na saída será aproximadamente igual à de entrada, 10mA.

O acoplador óptico mais conhecido é o que tem como fotodetector um fototransistor, mas existem inúmeros outros tipos de elementos de saída: fotodiodo, fotodarlington, fotoscr, fototriac etc.

É importante sempre lembrar da frequência de operação (banda passante), que é tanto menor quanto maior o ganho do fotossensor. Por exemplo, para o aco-

plador óptico com fotodiodo a banda passante pode ser da ordem de MHz, para o fototransistor centenas de KHz, para o fotodarlington algumas dezenas de KHz.

Um acoplador óptico muito comum e que é usado como driver de TRIAC consiste nos dispositivos da família MOC30XX, encontrados em encapsulamento DIP de seis pinos e com isolamento entre o LED emissor e o detector na saída da ordem de 7500V. A Figura 5.15 mostra a pinagem do acoplador da família MOC30XX que é basicamente um acoplador que tem como fotodetector um fototriac que opera de forma assíncrona, isto é, o disparo do fototriac pode ser feito em qualquer instante do semiciclo positivo ou negativo, gerando os mesmos problemas vistos anteriormente no estudo de chaves assíncronas.

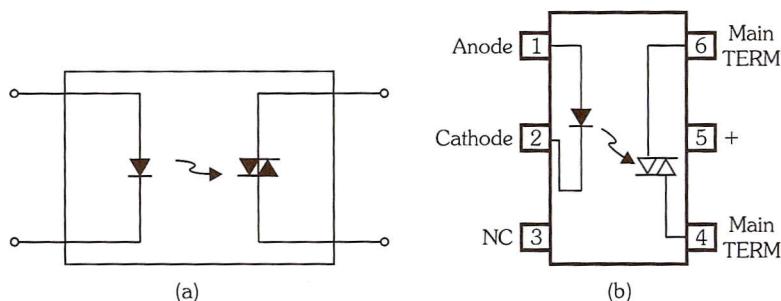


Figura 5.15: Acoplador óptico MOC30XX saída com TRIAC.

Uma aplicação é no controle remoto de cargas AC usando baixa tensão. A Figura 5.16 mostra essa aplicação. Com a chave aberta o LED emissor não conduz, desta forma o TRIAC do acoplador estará cortado e, consequentemente, o TRIAC principal. Fechada a chave, o TRIAC do acoplador dispara, injetando corrente na porta do TRIAC principal através da resistência de 180 ohms durante o semiciclo positivo (modo a) e o semiciclo negativo (modo b), ligando a carga que ficará ligada enquanto a chave estiver fechada. O fio que conecta a chave ao acoplador deve ser torcido para evitar interferências.

Observar que a isolamento entre a carga e o circuito de controle é total, desta forma a fonte de tensão pode ser a saída de um microcontrolador, microprocessador ou circuito lógico.

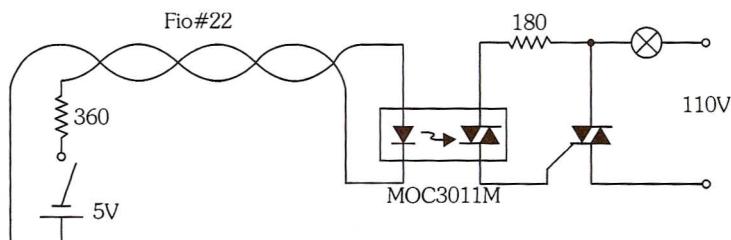


Figura 5.16: Controle remoto de carga AC usando acoplador óptico.

O problema do circuito da Figura 5.16 é que o fechamento da chave opera de forma assíncrona em relação à rede, isto é, se a tensão da rede estiver passando por um pico e o TRIAC driver for acionado, quando a carga está desligada, a corrente momentaneamente assumirá um valor elevado, pois duas condições favorecem isso: tensão máxima e resistência mínima (carga resistiva desligada).

Os acopladores com detectores de cruzamento de zero solucionam o problema do disparo assíncrono com um custo relativamente baixo, fornecendo isolamento acima de 5000V entre o circuito de controle e o de potência. A Figura 5.17 exibe o diagrama interno desse componente em que podemos notar o LED de entrada e na saída um fototriac acoplado a um detector de cruzamento de zero.

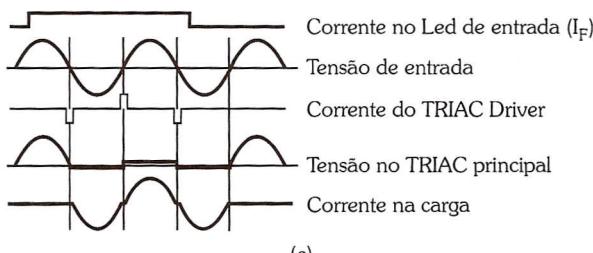
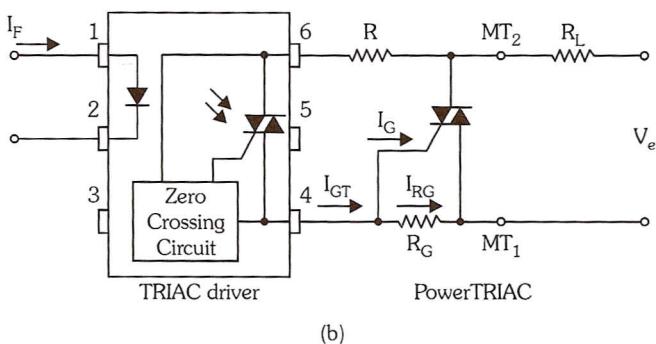
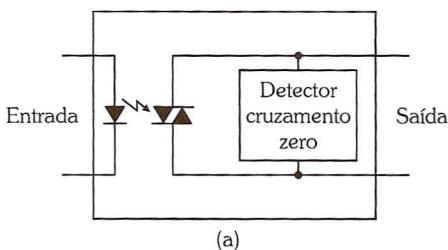


Figura 5.17: Acoplador óptico saída com TRIAC e disparo no zero
 (a) diagrama geral, (b) esquema elétrico de conexões do acoplador
 sendo usado como driver de um TRIAC de potência, (c) formas de onda.

Observar no diagrama da Figura 5.17c que a corrente é injetada na entrada do acoplador quando a tensão de entrada é alta e positiva, mas o TRIAC principal não dispara, somente quando a tensão passa pelo zero é que é gerado um pulso negativo (o primeiro na Figura 5.17c) que dispara o TRIAC principal. Quando a corrente é retirada durante o semicírculo negativo, o TRIAC ainda continua a conduzir até o final do semicírculo negativo da tensão da rede quando então o TRIAC corte.

Um exemplo de acoplador óptico com disparo no zero é o MOC3030 que tem os limites:

- Diodo de entrada:

- Corrente direta 50mA
- Tensão reversa 6V
- Dissipação de potência 120mW

- Fototriac de saída:

- Tensão entre terminais (V_{DRM}) 250V
- Corrente eficaz 100mA
- Corrente de pico (Peak) 1,2A
- Dissipação de potência 150mW

5.5.2. Comutadores e Refletores Ópticos

São basicamente um emissor e um receptor em um mesmo módulo, mas com abertura que permite a colocação de um anteparo para cortar o feixe, no caso do interruptor, ou de um anteparo para refletir o feixe, no caso do módulo refletor. A Figura 5.18 apresenta o refletor óptico e a Figura 5.19, o interruptor óptico.

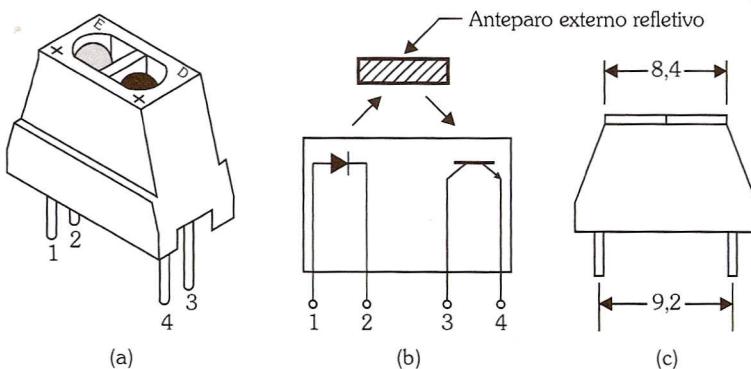


Figura 5.18: Refletor óptico (a) aspecto físico, (b) esquemático, (c) dimensões (mm).

Um exemplo de refletor óptico é o QRE00034 da Fairchild, que consiste em um diodo emissor infravermelho e um foto transistors montados lado a lado em um eixo convergente. O fototransistor responde à radiação somente quando houver um objeto refletor no seu campo de visão.

A Figura 5.19 mostra um interruptor óptico.

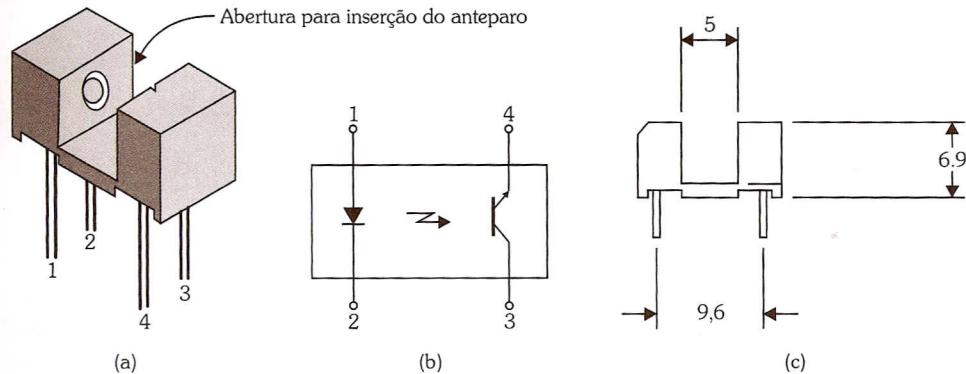


Figura 5.19: Interruptor óptico (a) aspecto físico, (b) esquemático, (c) dimensões (mm).

Um exemplo de interruptor óptico é o MOC70P1 da Fairchild. Esses dispositivos são usados principalmente em controle e posicionamento de motores. Por exemplo, a Figura 5.20 mostra um disco no qual existe uma ranhura (poderia ser um orifício). À medida que o eixo gira quando a ranhura estiver alinhada com o feixe, o transistor de saída satura e quando o feixe for cortado, o transistor corta, gerando uma onda quadrada na saída. A frequência da onda quadrada será proporcional à rotação do eixo e ao número de ranhuras, desta forma será possível medir a rotação e mesmo controlar.

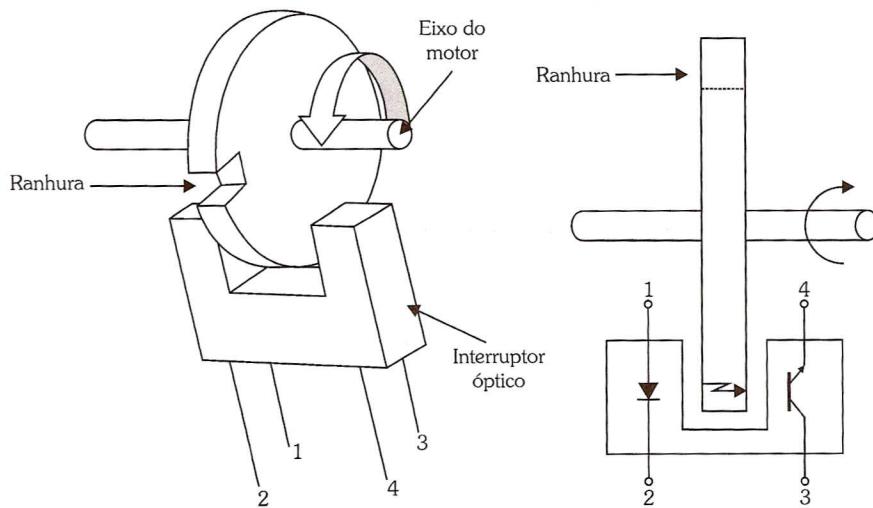
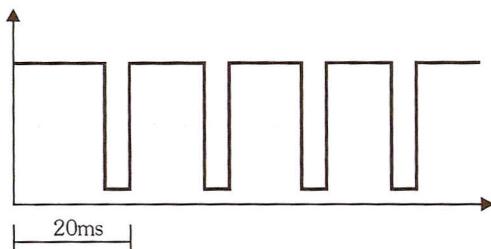


Figura 5.20: Interruptor óptico como sensor de movimento.

Exercício Resolvido

1. A forma de onda a seguir foi obtida na saída (coletor do fototransistor) do interruptor óptico da Figura 5.18. Qual o número de rotações por minuto do eixo?



Solução

Como somente existe uma ranhura, significa que cada volta do eixo corresponde a um ciclo da forma de onda, portanto através de uma regra de três simples pode-se determinar quantas voltas são dadas por minuto (RPM).

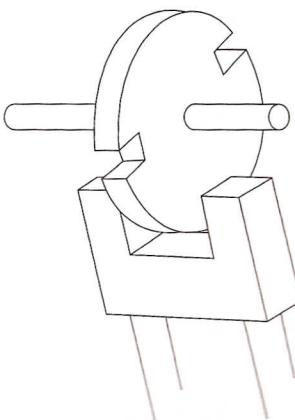
$$1 \text{ volta} \quad \dots \quad 200\text{ms} = 0,2\text{s}$$

$$n \quad \dots \quad 1\text{s}$$

$n=5$ voltas/s em 60s (1m) o número de voltas ou rotações será 60 vezes maior, isto é, o número de rotações por minuto será 300 RPM.

Exercício Proposto

1. Desenhar a forma de onda obtida no coletor do fototransistor do interruptor do exercício anterior, supondo que houvesse duas ranhuras.



Novos Dispositivos de Potência (GTO, PowerFET e IGBT)

Vimos que tanto tiristores como transistores bipolares convencionais podem ser utilizados em circuitos de potência. No entanto, eles não são capazes de atender a todas as demandas existentes atualmente na área de manipulação de potência, o que faz com que se desenvolvam e utilizem dispositivos alternativos. Vamos estudar três desses dispositivos, o GTO (Gate turn-off Thyristor, ou tiristor de desligamento pela porta/gatilho), o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, ou Transistor Bipolar de Porta Isolada) e o transistor FET de potência (PowerFET), que hoje são as opções mais utilizadas quando se constata que não se pode utilizar os transistores bipolares ou os tiristores convencionais.

6.1. GTO - Tiristor de Desligamento pela Porta

Como vimos, tiristores normais não são chaves das quais temos total controle. Embora possamos estabelecer no terminal de *gate* (porta ou gatilho) o momento exato de disparo, não podemos fazer o mesmo para desligar o tiristor. Mesmo depois de desligarmos o sinal na porta de um tiristor, ele permanece ligado (disparado) até uma condição externa de desligamento (como a aplicação de uma tensão reversa entre anodo e catodo ou a redução da corrente de anodo abaixo da corrente de manutenção). Inventado em 1960, o GTO é um tiristor que pode ser desligado aplicando um sinal negativo entre porta e catodo. Ele passou a ser utilizado intensamente a partir de 1980.

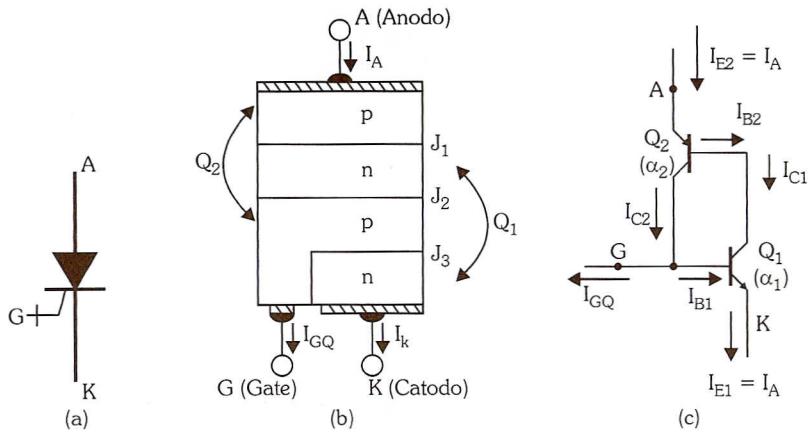


Figura 6.1: GTO (a) Símbolo, (b) estrutura de quatro camadas, (c) circuito equivalente.

Para entender o funcionamento de um GTO, vamos observar inicialmente na Figura 6.1(b) que sua estrutura de quatro camadas é igual à de um tiristor normal (SCR). Por este motivo, seu funcionamento é muito semelhante ao do SCR operando com tensão de anodo positiva em relação à tensão de catodo e quando disparamos o GTO com um pulso positivo na porta G, momento em que o GTO é disparado. Vamos apenas descrever seu funcionamento na região em que aplicamos um pulso negativo na porta G em relação à tensão de catodo, ou seja, quando queremos desligar o GTO (*turn-off*).

Suponha que um tiristor GTO é dividido em um transistor Q₁ npn no catodo e um transistor Q₂ pnp no anodo e que estão conectados como mostra a Figura 6.1(c). Na figura o fator de amplificação de Q₁ é α_1 e de Q₂ é α_2 . Se aplicarmos uma corrente reversa na porta G, chamada de I_{GQ}, a corrente I_{B1} na base do transistor Q₁ diminuirá.

Em teoria é possível fazer com que I_{B1} diminua o suficiente para que o transistor Q₁ entre em corte e o GTO desligue. No entanto, se tentarmos construir um GTO utilizando a mesma estrutura e geometrias empregadas em um SCR, a resistência entre a região de base e de emissor de Q₁ não permite que a corrente I_{B1} diminua suficientemente. Para que isso seja possível, é preciso fabricar várias regiões de catodo e regiões de porta em paralelo, originando a estrutura da Figura 6.2. Além disso, para maximizar a eficiência de um GTO, ele pode ser fabricado em carbeto de silício (SiC) em vez de silício puro.

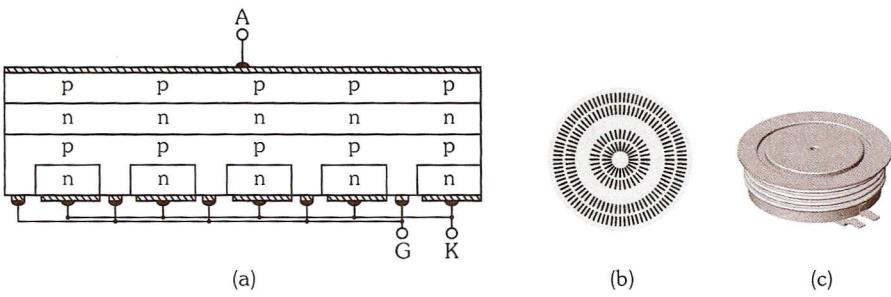


Figura 6.2: GTO (a) Estrutura interna em corte, (b) vista de topo dos catodos concêntricos, (c) GTO real. Fonte: ABB Semiconductors.

O catodo finamente segmentado (interdigitado) faz com que o GTO comporte-se como um grande número de pequenos tiristores com um anodo comum. Durante a operação de desligamento os pequenos catodos podem ser estrangulados, impedindo a passagem da corrente elétrica. Para se ter uma ideia, um GTO de 3000A pode ser constituído de 3.000 catodos individuais, dispostos em anéis concêntricos, originando o aspecto construtivo da Figura 6.2(b).

6.1.1. Exemplo de GTO Comercial

O 5SGA 40L4501 é um GTO fabricado pela ABB Semiconductors e é capaz de suportar correntes RMS de 1500A e tensões de 4500V. A tabela a seguir mostra alguns limites importantes desse GTO obtidos de seu *data sheet*.

Note que esse GTO não consegue bloquear tensões reversas superiores a 17V, o que torna necessário o uso de um diodo em anti-paralelo se ele for submetido a tensões reversas. Esse tipo de GTO é conhecido como GTO assimétrico (assymetrical GTO, ou A-GTO) e caso tenha um diodo integrado no mesmo encapsulamento, é chamado de GTO de condução reversa (*reverse conducting GTO*, RCGTO). GTO com capacidade de bloqueio de tensões reversas são chamados de GTO simétricos (S-GTO). Por questões construtivas, os S-GTOs são oferecidos com tensões de bloqueio máximas e correntes de operação máximas inferiores às dos A-GTOs.

Rating (Limites)	Symbol (Símbolo)	Value (Valor)	Unit (Unidade)
Repetitive peak off-state voltage (Tensão repetitiva de pico quando desligado)	V_{DRM}	4500	V
Repetitive peak reverse voltage (Tensão de pico repetitiva reversa)	V_{RRM}	17	V
On-state voltage (Tensão V_{AK} quando ligado)	V_T	4,4	V

Rating (Limites)	Symbol (Símbolo)	Value (Valor)	Unit (Unidade)
Continuous on-state current at 80°C case (Corrente contínua quando ligado, a temperatura do encapsulamento de 80°C)	$I_{T(RMS)}$	1570	A
Maximum Average on-state current at 85°C case temperature (Corrente média máxima quando ligado, a temperatura do encapsulamento de 80°C)	$I_{T(AV)}$	1000	A
Maximum peak non-repetitive surge current (Corrente máxima de surto não repetitivo)	I_{TSM}	25×10^3	A
Gate trigger current (Corrente de porta para disparo)	I_{GT}	4	A
Holding current (Corrente de manutenção)	I_H	100	A

6.1.2. Circuitos de Proteção para GTOs

Os GTOs são muito utilizados em aplicações que envolvem chaveamento de cargas indutivas, como, por exemplo, para acionar motores de veículos de transporte coletivo como metrôs e trens elétricos. Por esse motivo, e dadas suas características de disparo, eles devem sempre ser utilizados munidos de circuitos de supressão chamados de *snubbers*. Para entendermos a necessidade desses circuitos de proteção, podemos analisar um circuito conversor de tensão do tipo elevador (*boost*), apresentado na Figura 6.3.

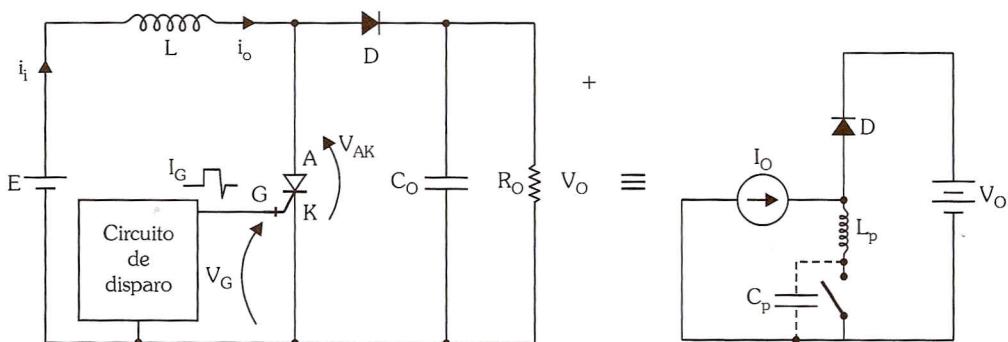


Figura 6.3: Conversor de tensão do tipo elevador (*boost*) e seu circuito equivalente.

Considerando o circuito equivalente sem a presença de L_p e C_p (reatâncias parasitárias), vemos que no início do ciclo de chaveamento, a chave (o GTO) está aberta e toda a corrente I_O fluirá pelo diodo para V_O . Quando a chave é ligada, a corrente gradualmente flui da bateria E para a chave. No entanto,

enquanto houver corrente fluindo pelo diodo, ele estará conduzindo e a tensão sobre a chave será V_O . Assim, durante o processo de transição, a chave deve suportar I_O e V_O ao mesmo tempo, colocando-a em uma condição de operação extremamente agressiva.

Nesta análise simplificada nem levamos em conta a capacitância parasitária C_p interna à chave (GTO) e a indutância parasitária L_p representativa da fiação de ligação da chave, que surgem nesse tipo de circuito. Isso complica ainda mais a situação, fazendo surgir sobrecorrentes e sobretensões indesejadas. Para atenuar esse efeito, costuma-se utilizar um circuito snubber. A Figura 6.4 mostra dois circuitos snubber muito populares, o snubber RC e o snubber RCD. Vamos analisar inicialmente o snubber RC.

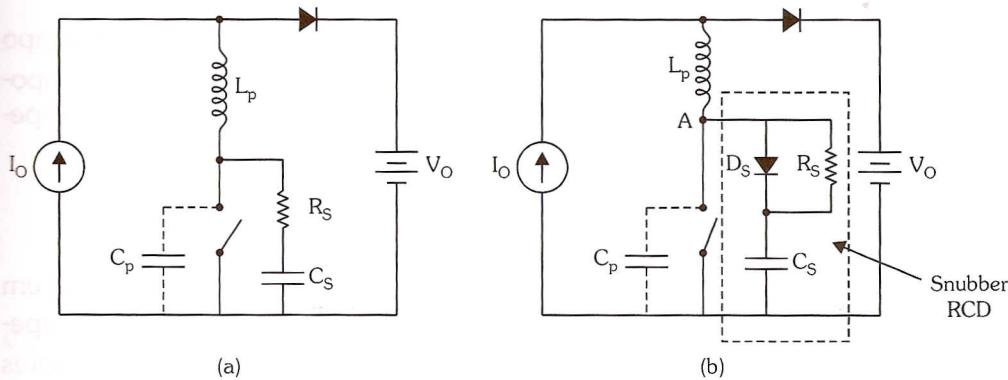


Figura 6.4: (a) Snubber RC, (b) snubber RCD.

Um snubber RC, colocado em paralelo com a chave, como na Figura 6.4(a), pode ser utilizado para reduzir a tensão sobre a chave durante o desligamento e para amortecer ondulações. Na maioria dos casos, uma análise simplificada pode ser utilizada para determinar valores adequados para os componentes R_S e C_S . Em geral, para um bom amortecimento $C_S > C_p$, por exemplo, C_S pode ser o dobro de C_p que representa a soma da capacitância de saída da chave e da capacitância de montagem. Para R_S , um bom valor é $R_S = V_O/I_O$ de tal maneira que o degrau de tensão sobre R_S não seja maior que a tensão de saída. Já a potência de R_S pode ser estimada, considerando a energia armazenada em C_S em uma dada frequência de chaveamento f_s :

$$P_{RS} \approx C_S \cdot V_O^2 \cdot f_s$$

Quando as perdas (dissipação de potência) no circuito são consideráveis, uma solução mais adequada do que o snubber RC é o chamado snubber RCD, mostrado na Figura 6.4b. Nesse caso, devido à presença do diodo D_S , durante a

abertura da chave a tensão sobre ela sobe lentamente (pois C_S conecta-se diretamente ao ponto A através de D_S em condução), eliminando o pico de potência associado a se ter V_O e I_O simultaneamente sobre a chave. Na abertura, para que o valor da tensão sobre a chave atinja V_O quando I_O já se tornou zero, é necessário que C_S tenha o valor dado por:

$$C_S = \frac{I_O \cdot t_f}{2V_O}$$

e o valor de R_S seja dado por:

$$R_S = \frac{t_{on(mín)}}{2C_S}$$

em que t_f é o tempo de descida da corrente de desligamento e $t_{on(mín)}$ é o tempo de ligamento mínimo, normalmente especificados em data sheets de componentes. O diodo D_S deve ser rápido. Muitos fabricantes oferecem diodos especificamente para essa aplicação, conhecidos como *snubbing diodes*.

Exercícios Resolvidos

1. Considere que no circuito da Figura 6.4a empregamos como chave um GTO com $C_p = 3\mu F$ para um conversor de tensão do tipo elevador operando em 60Hz, em que $V_O = 300V$ e $I_O = 100A$. Dimensione os valores de um *snubber RC* a ser colocado em paralelo com o GTO.

Solução

Como $C_p = 3\mu F$, um bom valor para C_S seria $2 \cdot 3\mu F = 6\mu F$

Como $V_O = 300V$ e $I_O = 100A$, então $R_S = 300V/100 = 3$ ohms

além disso, a potência de R_S deve ser $P = 6\mu F \cdot 300^2 \cdot 60 \approx 30W$

2. Considere que no circuito da Figura 6.4b empregamos o mesmo GTO do exercício anterior, que possui $t_f = 3\mu s$ e $t_{on(mín)} = 100\mu s$. Dimensione os valores de um *snubber RCD*.

Solução

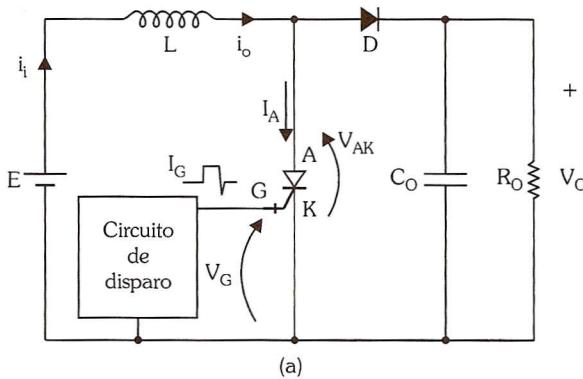
Como $C_S = I_O \cdot t_f / (2V_O)$, então $C_S = 100A \cdot 3\mu s / 600V = 0,5\mu F$

Como $R_S = t_{on(mín)} / (2C_S)$, então $R_S = 100\mu s / (2 \cdot 0,5\mu F) = 100\Omega$

além disso, a potência de R_S deve ser $P = 0,5\mu F \cdot 300^2 \cdot 60 \approx 3W$

6.1.3. Circuito de Disparo para GTOs

Existem diferentes abordagens para circuitos de disparo para GTOs. Vamos a seguir descrever um circuito de disparo que é adequado tanto para aplicações industriais como para aplicações de tração em veículos elétricos. Antes, porém, devemos nos familiarizar com as formas de onda de tensão e corrente no anodo e na porta quando disparamos o GTO. Para isso, vamos utilizar o circuito da Figura 6.5(a), que já foi apresentado anteriormente.



(a)

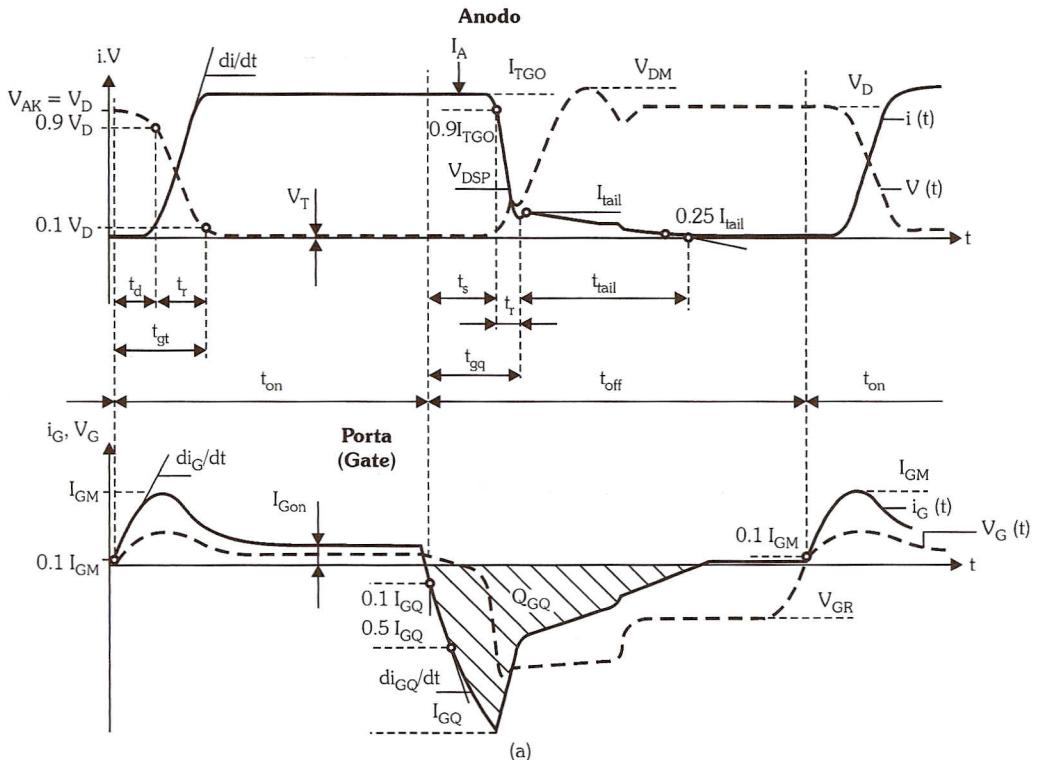


Figura 6.5: (a) Circuito (conversor de tensão), (b) formas de onda V_{AK} ($=V_D$), I_A , V_G , I_G .

A Figura 6.5(b) apresenta as formas de onda de tensões e correntes no GTO. Observamos que inicialmente, como esperado, quando o GTO está cortado, a tensão V_{AK} está em seu valor de patamar máximo e a corrente de anodo em seu valor mínimo (zero). Quando aplicamos um pulso positivo de tensão V_G na porta, a corrente I_G entra no GTO e o dispara.

Para que esse disparo ocorra o mais rápido possível, é interessante que a corrente I_G inicialmente tenha um valor elevado (dI_G/dt elevado) e depois, para não consumir muita energia, decaia até um valor que mantém o GTO disparado, mas que não seja tão elevado. Com isso, temos que o GTO conduz, fazendo com que V_{AK} diminua progressivamente e a corrente I_A aumente até seu valor máximo. Essa situação deve permanecer a mesma até que o GTO seja desligado.

No instante de desligamento, aplica-se na porta um pico negativo de corrente que visa desligar o GTO. Novamente, a forma de onda desse pico (na verdade a área entre a curva de I_G e o eixo, que corresponde à carga aplicada na porta, Q_{GO}) é que vai determinar a velocidade com que o GTO desliga. Note que, enquanto a forma de onda de I_G não cai a zero existe uma corrente de cauda (I_{tail}) no anodo e V_{AK} sofre oscilações. Só após esse transiente é que o GTO efetivamente fica em aberto ($I_A = 0$ e $V_{AK} =$ valor de patamar).

A Figura 6.6 apresenta um circuito de disparo adequado para aplicações industriais e de tração.

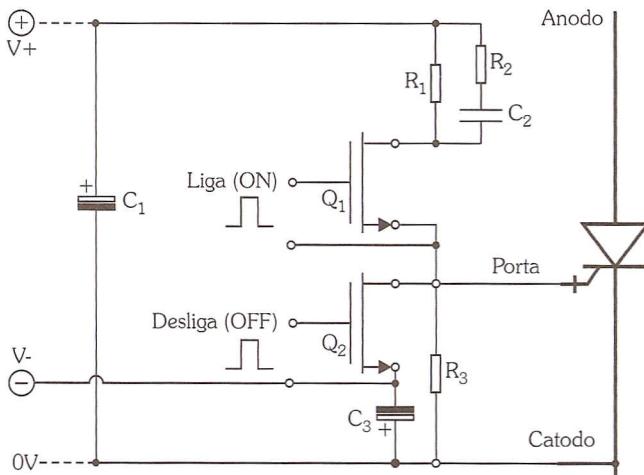


Figura 6.6: (a) Circuito de disparo para um GTO.

A figura mostra que utilizamos uma fonte positiva para alimentar Q_1 , que dá origem ao pulso positivo, e uma fonte negativa para alimentar Q_2 , que dá

origem ao pulso negativo. Os transistores Q_1 e Q_2 são do tipo efeito de campo (FET) porque apresentam excelente velocidade de chaveamento para circuitos de potência e nessa situação dissipam pouca energia. Os pulsos de ligamento e desligamento podem ser gerados por circuitos microprocessados e transmitidos às portas dos transistores FET por meio de fibras ópticas. C_1 e C_3 são capacitores que visam eliminar ruídos nas tensões de alimentação V_+ e V_- .

Para disparar o GTO, é gerado um pulso na porta de Q_1 e os componentes R_1 , R_2 e C_2 geram uma forma de onda de corrente na porta (I_G) do GTO que muito se assemelha à forma de onda positiva de I_G apresentada na Figura 6.5(b). Tomando como base essa figura, observe que R_1 determina I_{Gon} , a amplitude da porção contínua de I_G quando o GTO está disparado:

$$I_{Gon} = \frac{(V_+ - V_{Gdisp})}{R_1}$$

Por sua vez, R_2 e C_2 determinam o valor máximo de I_G positivo, isto é, I_{GM} :

$$I_{GM} = \frac{(V_+ - V_{Gdisp})}{R_2 // R_1}$$

O tempo de queda exponencial de I_{GM} até I_{Gon} determina aproximadamente o mínimo valor para o tempo de ligamento, t_{on} :

$$t_{on} > 5 \cdot R_2 C_2$$

Considerando novamente a Figura 6.5(b), ao aplicar um pulso em Q_2 para desligar o GTO, deve-se inicialmente remover a carga armazenada (Q_{GQ}) na porta para ocorrer o desligamento. Ao aplicar uma tensão negativa V_- , a taxa de variação dI_{GQ}/dt é basicamente função da indutância parasitária do circuito de disparo, e V_- deve ser escolhido de maneira que se obtenha no mínimo o valor dI_{GQ}/dt especificado no datasheet para as condições de corrente de anodo e tensão anodo-catodo máximas para o projeto em desenvolvimento.

6.2. IGBT - Transistores Bipolares com Porta Isolada

Embora tiristores sejam os dispositivos com maior capacidade de corrente e de tensão entre os dispositivos de estado sólido, eles não podem operar em frequências muito acima da rede elétrica. Por exemplo, se considerarmos os tempos mínimos de chaveamento para um GTO de última geração, esses tempos serão da ordem de 1ms, portanto sua frequência máxima de operação é

da ordem de 1kHz. Existem muitas aplicações em que a possibilidade de trabalhar com altos valores de corrente e tensão em frequências mais elevadas é de grande importância.

Apenas como ilustração, se pensarmos em um conversor AC-DC de alta potência e lembarmos que o tempo de carga de uma capacitância em um circuito RC é da ordem de $2\pi \cdot f \cdot R \cdot C$, sendo R a resistência equivalente da carga e f a frequência do sinal AC de entrada. Vemos que para manter o tempo de carga quando utilizamos um R menor (ou seja, solicitamos mais corrente na saída) é preciso aumentar o valor do capacitor C ou aumentar a frequência de operação.

Em geral, capacitores são componentes volumosos e custosos, o que faz com que o aumento da frequência seja uma alternativa muito atraente. Assim, cada vez mais há necessidade de que os dispositivos de potência trabalhem em maiores frequências. Hoje qualquer carregador de celular ou de bateria de notebooks opera em frequências acima de 20kHz.

Como a operação de tiristores fica limitada em frequência, outros dispositivos são desenvolvidos para tal fim. Transistores bipolares podem ser empregados como chaves (liga-desliga) em circuitos de potência. Se utilizarmos um transistor bipolar em um circuito como o da Figura 6.7(a), teremos que as formas de onda de corrente de coletor e de corrente de base são aquelas mostradas na Figura 6.7(c).

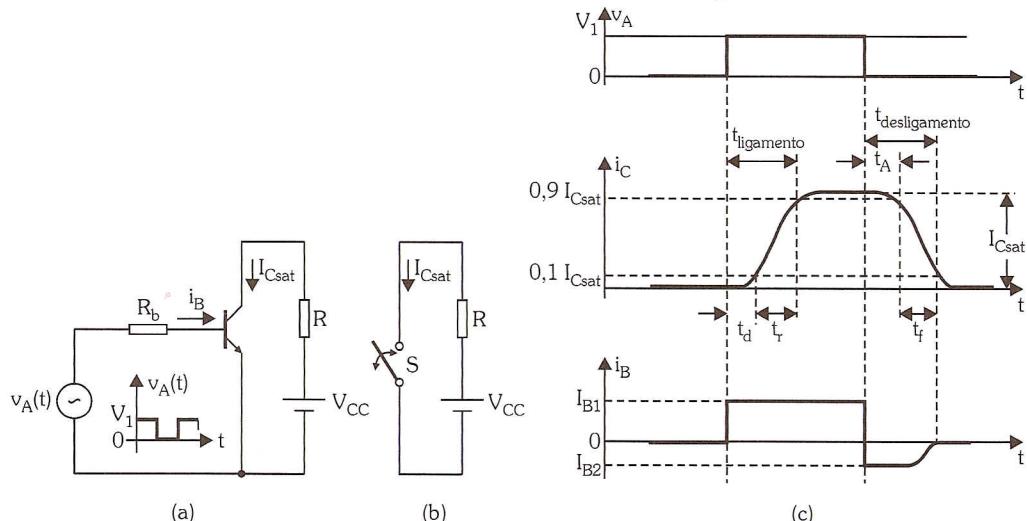


Figura 6.7: (a) Circuito de chaveamento com transistor bipolar:
(a) circuito, (b) simplificação com uma chave, (c) formas de onda
de entrada, corrente de coletor e corrente de base.

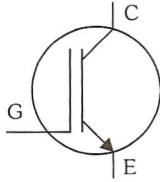
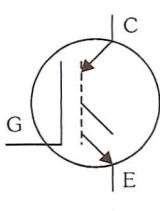
Quando ligamos um transistor bipolar (fechamos a chave), em verdade estamos injetando uma corrente I_B em sua base (I_{B1}). Pela forma de onda de I_C percebemos que há um certo atraso t_d (delay) para que a corrente de coletor comece a aumentar. Além disso ela leva um certo tempo t_s (subida) para praticamente atingir seu nível máximo. Assim, transcorre um certo tempo de ligamento que é característico do dispositivo utilizado, no caso, um transistor bipolar.

Quando retiramos o sinal de tensão da base do transistor, notamos que a forma de onda de coletor continua ligada por um tempo t_A antes de iniciar o processo de desligamento. Isso ocorre em dispositivos que operem por *injeção de portadores minoritários* sempre que sejam colocados no modo de saturação. No transistor bipolar esse fenômeno está associado a cargas elétricas que ficam armazenadas na base e precisam ser escoadas pelo terminal de base ou recombinações na base antes que o transistor comece a se desligar. Assim, é necessário aguardar um certo tempo de desligamento que também é característico do dispositivo utilizado, antes de ligá-lo novamente.

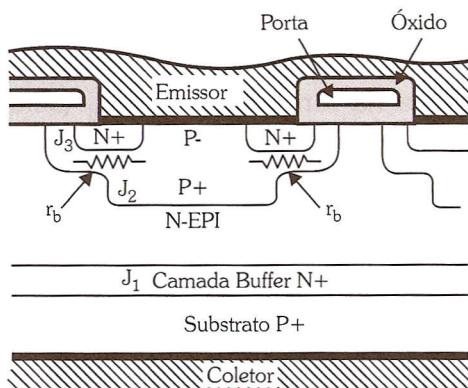
A forma de onda de I_B apresenta um valor negativo I_{B2} (não colocamos uma tensão negativa na entrada) indicando que efetivamente existem cargas fluindo em sentido contrário pela base para que o transistor consiga sair da saturação. A seguir a forma de onda de I_C começa a diminuir seu valor em direção ao zero de corrente (chave aberta).

Embora funcione como uma chave fechada de baixa resistência e suporte elevadas tensões entre coletor e emissor, o transistor bipolar operando como chave, devido principalmente ao tempo de armazenamento (necessário para remover as cargas da base), não consegue operar com velocidades muito superiores às de um tiristor quando usado com altas correntes. Na verdade, o tempo de desligamento de um tiristor também está associado ao mesmo efeito de cargas armazenadas por injeção de portadores minoritários.

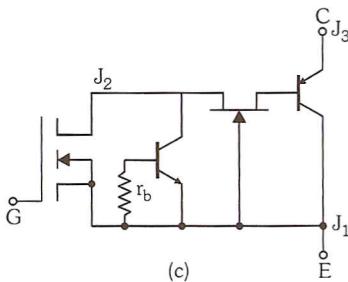
Uma saída para este problema é utilizarmos um dispositivo baseado no transistor bipolar, mas que não é acionado por uma corrente na base, e sim por uma tensão, como no caso de um transistor FET. Esse dispositivo é conhecido como Transistor Bipolar com Porta Isolada (IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor) e está apresentado na Figura 6.8.



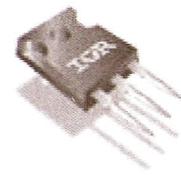
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.8: IGBT (a) símbolo, (b) estrutura, (c) circuito equivalente, (d) aspecto físico de um IGBT. Fonte: International Rectifier.

Como mostra o circuito equivalente, o IGBT consiste em um transistor bipolar PNP acionado por um MOSFET canal-n em uma configuração do tipo pseudo-darlington. O JFET representa a modulação do fluxo de corrente devido às ilhas P estarem adjacentes entre si. A região de base do transistor PNP fica interna ao dispositivo. Os transistores PNP e NPN representam o tiristor parasitário formado pelo coletor do PNP conectado à base do NPN e o coletor do NPN à base do PNP através do JFET. O resistor R_B garante que esse tiristor não dispare.

Um detalhe muito importante nesse tipo de estrutura é que no pseudo-darlington o transistor PNP nunca está em saturação profunda, o que faz com que o IGBT tenha tempos de armazenamento inferiores ao transistor bipolar e aos tiristores, tornando-o mais veloz que estes. Hoje é comum encontrarmos IGBTs que operem até 100kHz.

6.2.1. Exemplo de IGBT Comercial

O IRG4PC60U é um IGBT fabricado pela International Rectifier e é capaz de suportar correntes RMS de 55A e tensões de 600V. A tabela a seguir mostra alguns limites importantes desse IGBT obtidos de seu *data sheet*.

Rating (Limites)	Symbol (Símbolo)	Value (Valor)	Unit (Unidade)
Collector-to-Emitter Breakdown Voltage (Tensão de ruptura entre coletor e emissor)	V_{CES}	600	V
Gate-to-Emitter voltage (Tensão máxima entre porta e emissor)	V_{GE}	± 20	V
Collector-to-Emitter Saturation Voltage (Tensão de saturação entre coletor e emissor quando ligado)	V_{CEon}	2,25	V
Continuous collector current at 25°C case (Corrente contínua quando ligado, a temperatura do encapsulamento de 25°C)	I_C	55	A
Maximum Power Dissipation at 100°C case (Máxima dissipação de potência à temperatura do encapsulamento de 100°C)	P_D	78	W

Os IGBTs têm tensão reversa similar em ambos os sentidos, tornando-os dispositivos adequados para operar em CA e permitem a utilização de circuitos de chaveamento muito simples, bastando acioná-los com tensões positivas da ordem de 15V e colocar em série com a porta um resistor de amortecimento.

6.2.2. Circuito de Disparo para IGBTs

O circuito de disparo controla diretamente a tensão de porta do MOSFET interno do IGBT, portanto sua corrente de dreno é a corrente de base do transistor bipolar. Uma vez que as características de ligamento (chave fechada) são determinadas em grande parte pelo MOSFET, as perdas durante esta etapa estarão associadas à impedância do circuito de entrada do IGBT, e quanto mais rápido este for, maior sua sensibilidade à impedância de entrada da porta. Já as características de desligamento são governadas basicamente pelo mecanismo de recombinação de cargas na base já que a base é interna ao dispositivo.

Outro fator relevante é que qualquer variação brusca de tensão (dV/dt) que apareça no coletor/dreno é acoplada à porta do IGBT por meio de suas capacidades internas (efeito Miller). Se a ligação entre a porta e o emissor/fonte não for suficientemente boa (reduzindo indutâncias parasitárias) esse dV/dt pode levar o IGBT a um disparo indesejado que por meio de uma realimentação negativa acaba se autoextinguindo, porém originando pulsos inesperados de corrente. Assim, para evitar ruídos indesejados e a influência do dV/dt , a porta deve estar conectada ao emissor por uma baixa impedância, ou eventualmente uma tensão negativa pode ser aplicada à porta para aumentar a imunidade ao ruído.

A Figura 6.9 apresenta os circuitos para cálculo do resistor de porta de ligamento (R_{Gon}) e do resistor de porta de desligamento (R_{Goff}). Nesses circuitos os dois transistores FET utilizados para ligar/desligar a porta do IGBT podem ser obtidos na forma de circuitos integrados, como, por exemplo, o IR2125 da International Rectifier. Por esse motivo representamos os pinos dos CIs como quadrados marcados com um x. As resistências R_{DRp} e R_{DRn} são as resistências entre dreno e fonte quando os transistores FET estão ligados.

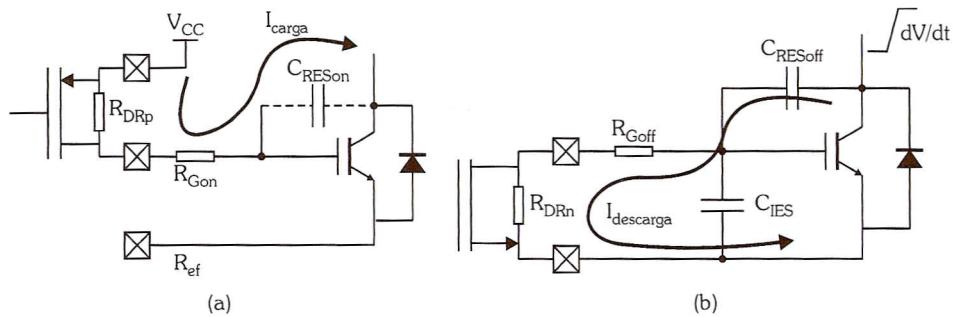


Figura 6.9: Circuito de acionamento do IGBT: dimensionando o resistor, (a) de ligamento, (b) de desligamento.

Para dimensionar o resistor de ligamento (R_{Gon}), vamos considerar que desejamos acionar completamente o IGBT em um tempo t_{sw} . Isso significa que devemos carregar a capacitância C_{RESon} completamente. No manual do fabricante normalmente não se fornece a capacitância C_{RESon} , mas sim a carga associada a ela (Q_g), que costuma ser a soma da carga porta-emissor (Q_{ge}) e da carga porta-coletor (Q_{gc}). Considerando portanto a carga de C_{RES} , temos:

$$I_{carga} = \frac{Q_g}{t_{sw}} = \frac{Q_{gc} + Q_{ge}}{t_{sw}} \quad \text{e} \quad R_{DRp} + R_{Gon} = \frac{V_{CC} - V_{GE}}{I_{carga}}$$

em que R_{DRp} é a resistência dreno-fonte do FET canal p operando como chave fechada e pode ser obtida do manual do fabricante.

Para dimensionar o resistor de desligamento (R_{Goff}), imaginemos o pior caso, quando o IGBT é obrigado a desligar por um evento externo, como uma derivada dV/dt causada pelo acionamento de outro IGBT do circuito. A equação seguinte relaciona a tensão de limiar da porta do IGBT com a variação dV/dt no coletor:

$$V_{th} \geq (R_{Goff} + R_{DRn}) \cdot I = (R_{Goff} + R_{DRn}) \cdot C_{RESoff} \frac{dV}{dt}$$

ou seja:

$$R_{Goff} \leq \frac{V_{th}}{C_{REoff} \cdot \frac{dV}{dt}} - R_{DRn}$$

O manual do fabricante especifica tanto o valor de V_{th} como de R_{DRn} .

Exercício Resolvido

- Determine os valores de R_{Gon} e R_{Goff} no circuito da Figura 6.9, considerando que o IGBT deva suportar um dV/dt de 10V/ns. Resolva este exercício utilizando o IGBT IRG4PC50W e FETs de chaveamento que possuem $R_{DRn} = 4\Omega$ e $R_{DRp} = 6\Omega$. Assuma que $V_{CC} = 20V$.

Solução

Consultando o datasheet do IGBT IRG4PC50W, sabemos que:

$Q_{ge} = 24nC$; $Q_{gc} = 63 nC$; $V_{ge} = 15V$ e $t_{sw} = 79ns$ para o ligamento

$C_{RESoff} = 68 pF$, e $V_{th} = 4,5V$ para o desligamento

Assim:

$$I_{carga} = (63 + 24)nC / 79ns = 1,1A \quad e \quad R_{Gon} = \frac{20 - 15}{1,1} - 4,0 = 0,5\Omega$$

$$R_{Goff} = \frac{4,5}{68pF \cdot 10V/ns} - 6,0 = 0,6\Omega$$

Note que é preciso garantir esse valor somando toda a resistência de fiação ligada dos FETs até a porta, portanto a fiação de disparo deve ter baixíssima resistência.

6.3. PowerFET - Transistores de Efeito de Campo de Potência

Como dissemos, IGBTs alcançam velocidades de chaveamento razoavelmente elevadas, no entanto existe um dispositivo ainda mais rápido que o IGBT, que é o transistor FET de potência (PowerFET). Diferentemente dos outros dispositivos apresentados anteriormente, ele pertence à classe dos dispositivos a condução de corrente elétrica através do movimento de portadores majoritários, e não minoritários.

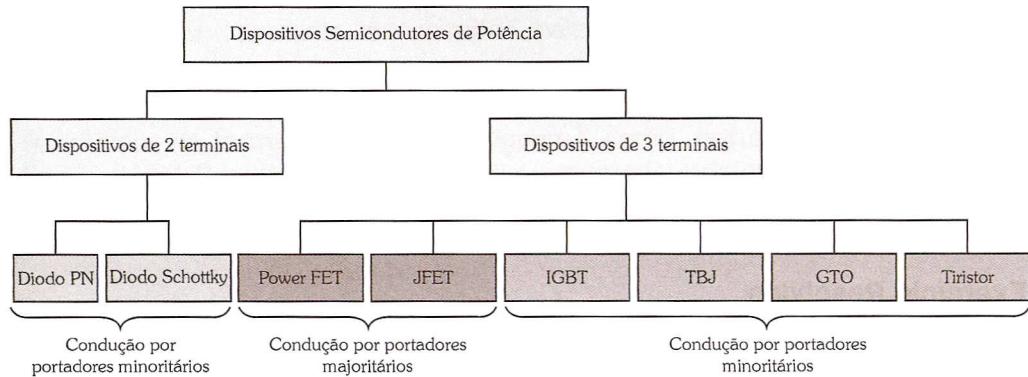


Figura 6.10: Classificação dos principais dispositivos semicondutores de potência.

Com isso, na operação como chave fechada não há excesso de cargas presas e, consequentemente, não há tempo de armazenamento. Os PowerFETs são os dispositivos de potência com maior velocidade de operação, porém, como mostra a Figura 6.11, não suportam correntes ou tensões tão elevadas como os IGBTs e muito menos como os GTOs ou tiristores. Assim, percebe-se que há um compromisso entre máxima tensão, máxima corrente e máxima frequência de operação. A escolha por um dos tipos de dispositivo depende muito da aplicação.

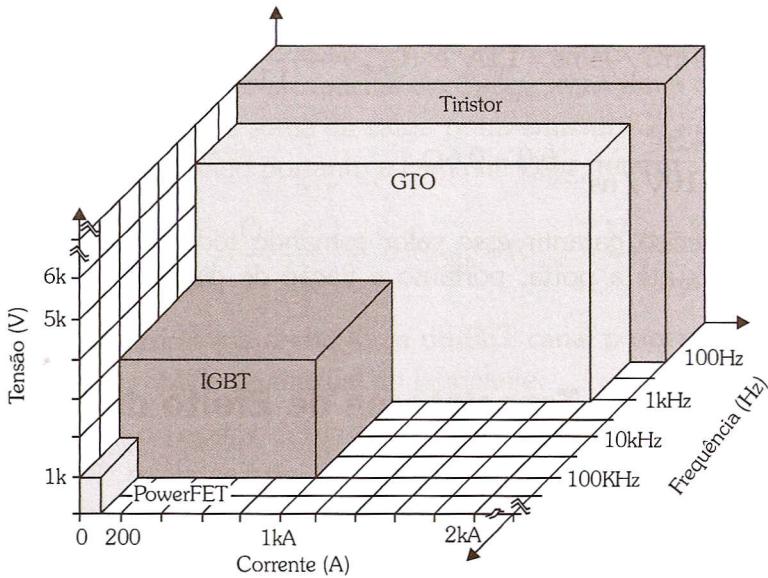


Figura 6.11: Classificação dos principais dispositivos semicondutores de potência.

Os FETs de potência são fabricados utilizando basicamente o mesmo processo empregado em circuitos integrados, embora a geometria e a área sejam bem diferentes. A invenção do FET de potência foi em parte motivada pelas limita-

ções de transistores bipolares de potência, principalmente no tocante à velocidade de chaveamento e complexidade do circuito de disparo.

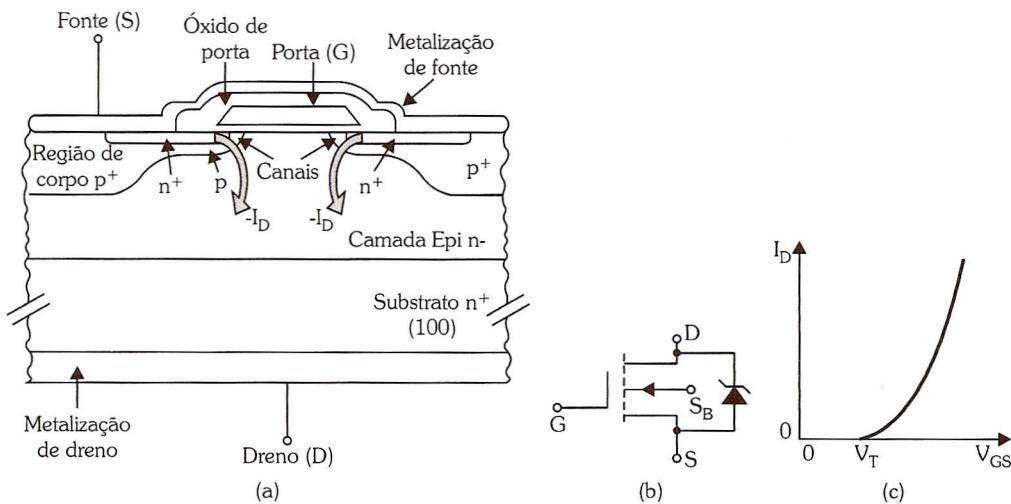


Figura 6.12: FET de potência: (a) estrutura, (b) símbolo, (c) curva característica de transferência $V_{GS} \times I_D$.

A Figura 6.12(a) mostra a seção de corte de um transistor FET de potência, que opera de maneira similar ao MOSFET tradicional, conforme a Figura 6.12(c). Percebemos que diferentemente do FET tradicional, o FET é arranjado verticalmente, com a porta e a fonte do lado de cima e o dreno do lado oposto.

Operacionalmente, há algumas diferenças nessa estrutura vertical em relação à horizontal tradicional, sendo a mais importante que há uma dupla difusão que atenua os campos elétricos internos à estrutura e permite que o FET suporte tensões entre dreno e fonte mais elevadas (até cerca de 1kV atualmente). Além disso, ele é fabricado da mesma maneira que o GTO, colocando-se vários FETs em paralelo, o que possibilita trabalhar com correntes razoavelmente elevadas. O símbolo da Figura 6.12(b) de certa maneira indica isso pela linha pontilhada.

Os FETs de potência, em sua maioria, têm um diodo em anti-paralelo entre o dreno e a fonte, proporcionando assim um mecanismo de proteção intrínseco contra tensões negativas. Isso mostra que eles não podem ser utilizados diretamente para controlar sinais CA. Assim como os IGBTs, eles permitem a utilização de circuitos de chaveamento muito simples, similares aos dos IGBTs, apenas que as tensões de porta costumam ser ligeiramente inferiores, da ordem de 12V.

6.3.1. Operação em Paralelo

Outra vantagem interessante do FET de potência é que, diferentemente dos dispositivos baseados na condução por portadores minoritários, quando ele é aquecido, a sua resistência de condução aumenta, o que faz com que a corrente de dreno diminua. Assim, quando são colocados em paralelo, caso passe mais corrente em um dispositivo que em outro, ele tem a sua resistência de condução aumentada, o que força a corrente de dreno a diminuir e a temperatura a cair.

Em outras palavras, há uma realimentação negativa que evita a destruição dos dispositivos. Já os transistores bipolares (e IGBTs e GTOs) tendem a reduzir a resistência de condução com o aumento da temperatura, o que faz com que eles aqueçam ainda mais e cheguem a uma situação de autodestruição. Esse fenômeno é conhecido como disparo térmico (*thermal runaway*).

A colocação de transistores bipolares em paralelo exige um projeto e a escolha cuidadosa de componentes, ao passo que para transistores FET de potência, basta tomar o cuidado de escolher componentes com tensão de limiar (V_{th}) semelhante e mantê-los no mesmo dissipador de calor. Caso desejemos colocar vários transistores FET em paralelo, é aconselhável colocar um pequeno núcleo de ferrite (ou em último caso resistores entre 30Ω e 50Ω) em cada porta para evitar oscilações parasitárias.

6.3.2. Uso de FETs de Potência em Amplificadores Classe D

Um amplificador de áudio classe D é basicamente um amplificador chaveado ou modulador por largura de pulsos *(pulse width modulator)*. Esse tipo de amplificador está dominando o mercado de áudio, especialmente o mercado automotivo (os players $50W \times 4$ MOSFET), pois aumenta significativamente a eficiência de transferência de potência, que fica em torno de 95% (apenas 5% da energia consumida da fonte de alimentação não se transforma em sinal de áudio).

Comparativamente, amplificadores de áudio lineares são ótimos quanto à qualidade do sinal (baixa distorção harmônica), mas são péssimos quanto à eficiência (tipicamente 50%). A Figura 6.13 mostra um diagrama de blocos de um amplificador classe D e as formas de onda entre cada estágio. Esse circuito utiliza realimentação da saída em meia ponte para compensar flutuações de tensão na alimentação que têm grande influência no ganho do circuito, uma desvantagem que não se encontra em amplificadores lineares.

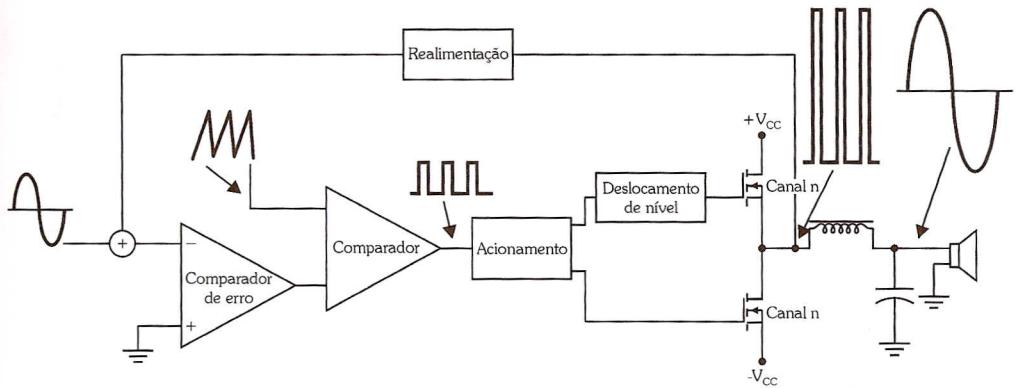


Figura 6.13: Diagrama de blocos de um amplificador classe D.

Para entender melhor, considere os blocos apresentados na Figura 6.14 e as respectivas formas de onda. Imagine que o sinal de entrada é uma onda senoidal com frequência entre 20Hz e 20kHz. O bloco comparador detecta a forma de onda senoidal com uma onda triangular de frequência muito maior que 20kHz, chamada de frequência portadora. Se a amplitude da senoide for maior que a amplitude da onda triangular, a saída do comparador assume um valor alto. Se a amplitude da senoide for menor que a da triangular no mesmo instante, a saída do comparador assume um valor baixo.

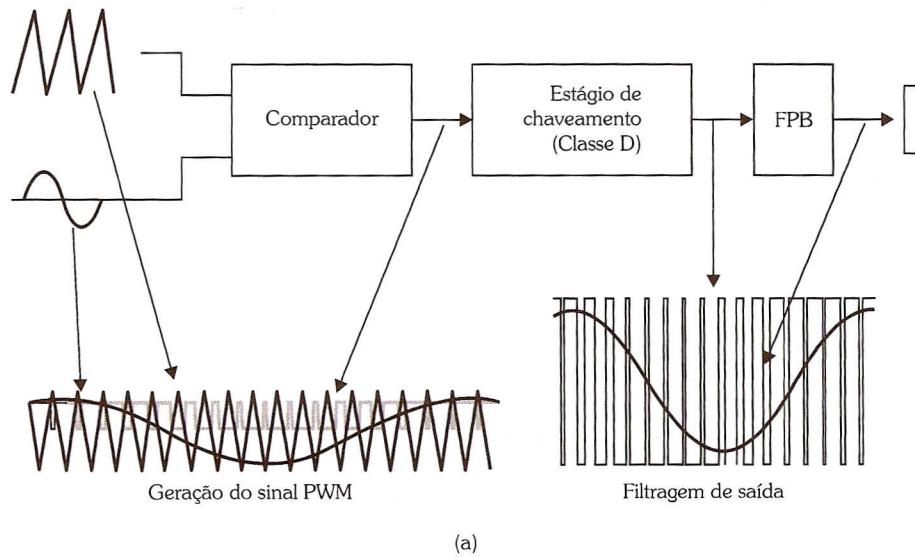


Figura 6.14: Amplificador classe D (a) principais formas de onda (continua).

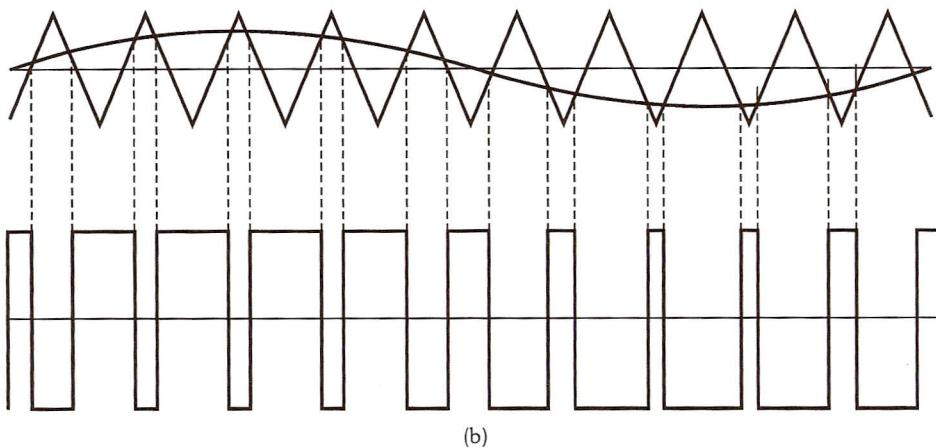


Figura 6.14: (b) detalhe das formas de onda de entrada e saída (PWM) do comparador.

Portanto, a largura do pulso PWM na saída do comparador indica o intervalo em que a amplitude da senoide foi maior que a amplitude da onda triangular. O estágio de chaveamento classe D tem por finalidade amplificar a onda PWM com a maior eficiência possível, criando um sinal digital de potência. Finalmente um filtro passa-baixas é aplicado à onda PWM para eliminar a frequência portadora e restaurar o sinal senoidal de áudio.

Em amplificadores lineares e em amplificadores classe D do tipo ponte completa a energia flui apenas da fonte para a carga, mas no caso do circuito em meia ponte que estamos analisando, a energia flui bidirecionalmente, bombeando energia para a linha de alimentação, o que causa variações na tensão de alimentação por um fenômeno chamado de bombeio (*bus pumping*). Esse processo afeta a estabilidade do ganho desse tipo de amplificador classe D (em meia ponte).

Vamos determinar as perdas envolvidas no processo de amplificação do estágio de potência. Como a frequência de operação do circuito (portadora) é muito superior a 20kHz e os níveis de tensão e corrente necessários são moderados, vamos utilizar FETs de potência no estágio de saída, como indica a Figura 6.15.

É interessante observar que o fato de a forma de onda de entrada (sinal senoidal) variar seu nível de tensão intensivamente, faz com que a saída do PWM também varie a largura dos pulsos em alto de praticamente 0% até praticamente 100% e portanto os dois transistores FET Q_1 e Q_2 trabalham com a mesma intensidade. Assim, diferentemente de outras aplicações, os transistores Q_1 e Q_2 , lado alto e lado baixo da meia ponte, respectivamente, são otimizados da mesma maneira.

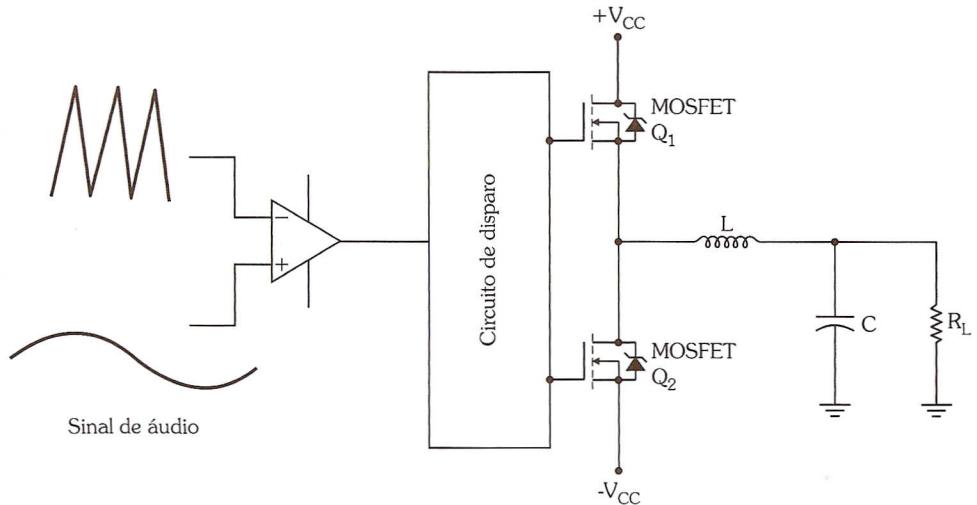


Figura 6.15: Amplificador classe D empregando FETs de potência.

A perda total de potência em cada FET para um amplificador classe D pode ser dada por:

$$P_{\text{TOTAL}} = P_{\text{sw}} + P_{\text{cond}} + P_{\text{gd}}$$

representando P_{sw} as perdas por chaveamento, dada por:

$$P_{\text{sw}} = C_{\text{OSS}} \cdot V_{\text{CC}}^2 \cdot f_{\text{PWM}} + I_{\text{D}} \cdot V_{\text{DS}} \cdot t_{\text{f}} \cdot f_{\text{PWM}}$$

P_{cond} as perdas por condução:

$$P_{\text{cond}} = (R_{\text{DS(on)}} / R_1) \cdot P_{\text{O}}$$

e P_{gd} as perdas de dissipação na porta do FET de potência:

$$P_{\text{gd}} = 2 \cdot Q_g \cdot V_{\text{gs}} \cdot f_{\text{PWM}}$$

As variáveis envolvidas são normalmente encontradas nos data sheets dos componentes.

6.4. Escolha do Dispositivo de Potência para o seu Projeto

A escolha do dispositivo para sua aplicação depende de vários fatores. Procure identificar alguns aspectos iniciais, como:

- Quais as tensões e correntes com as quais pretende trabalhar?
- Qual a frequência de operação do circuito?

- c) O circuito está sujeito a cargas indutivas?
- d) O dispositivo precisa trabalhar em ambos os semiciclos CA?

Respondendo a estas perguntas você já pode ter uma ideia melhor de qual dispositivo é o mais adequado. Para a aplicação efetiva do dispositivo consulte o datasheet do componente. Existem muitas explicações em documentos de aplicação (application notes) que estão disponíveis nos fabricantes. Com as informações básicas que você recebeu neste capítulo acreditamos que tenha condições de ler e compreender as recomendações mais importantes que constam nos documentos técnicos que venha consultar.

Bibliografia

CIPELLI, A. M.; SANDRINI, W. J.; MARKUS, O. **Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos**. 22 ed. São Paulo: Érica, 2006.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. **Applications of Random Phase Crossing Triac Drivers****Fonte:** Application Note AN-3003. www.fairchildsemi.com, acesso em 11/07/09.

_____. **Applications of Zero Voltage: Application Note AN-3004 Crossing Optically Isolated Triac Drivers.** www.fairchildsemi.com, acesso em 11/07/09.

LEE, E. V. **Detecting Infrared Radiation with a Phototransistor and an IR Filter**. American Physical Society, College Park, MD.

LILEN, H. **Tiristores y Triacs**. Barcelona: Marcombo Boixareu Editores, 1978.

OLIVEIRA JR., C. J. **Controle Eletrônico de Potencia em Aquecedores Elétricos de Passagem por Semi Ciclos Otimizados**. Dissertação de Mestrado. São Paulo: Escola Politécnica da USP, 2006.

OXNER, E. S. **PowerFETs and Their Applications**. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1982.

RADIO CORPORATION OF AMERICA. **Solid-State Power Circuits**. RCA, 1971.

STOUT, D. F.; KAUFMAN, M. **Handbook of Operacional Amplifier Circuit Design**. New York: McGraw-Hill Book, 1977.

Texas Instruments. **Digital integrated circuits and operacional amplifier and optoelectronics circuit design**. Texas Instruments Electronics Series. New York: McGraw-Hill Book, 1976.

Sites:

International Rectifier. www.irf.com, acesso em 05/06/09.

ABB Semiconductors AG. www.abb.com/semiconductors, acesso em 05/06/09.

Marcas Registradas

Todos os nomes registrados, marcas registradas ou direitos de uso citados neste livro pertencem aos seus respectivos proprietários.

Índice Remissivo

A

- Acoplador óptico, 171-173, 176
- Amplificador
 - diferencial, 16, 37, 46-48, 53
 - inversor, 18, 22, 38, 40, 46, 60, 67, 69-71
 - não inversor, 22, 23, 27, 43, 47, 64, 65
 - operacional, 15-18, 37, 38, 41, 163, 164
 - operacional 741, 16, 26, 41
- Anodo, 130, 133, 134, 136, 137, 145, 147-150, 159, 160, 179

B

- Breakdown, 130, 132
- Breakover, 131, 149

C

- Catodo, 179
- CI 555, 104, 105, 112-117
- Circuito, 119
 - equivalente, 15, 130, 133, 159, 158
 - integrado, 15
- Comparador, 78, 87-89, 91, 99
- Corrente
 - constante, 30, 123, 167
 - de manutenção, 179, 182
- Cruzamento de zero, 175
- CTR, 172
- Curva característica, 20, 40, 86-89, 91, 121, 129, 131, 149, 167-170, 173

D

- Dente de serra, 123, 124
- Diferenciador, 37, 38, 47, 66, 70-72
- Diodo, 93, 94, 129, 130-132, 134, 136, 142, 149, 165, 168, 176
- DIP, 16, 41, 172, 174
- Disparo no zero, 176

E

- Encapsulamento, 41, 50, 122, 134, 135, 149, 153, 161, 173
- DIP, 16, 17, 103

F

- FET, 179, 189
- Filtros, 15, 79, 80
- Fotodetector, 172
- Fotodiodo, 163, 167, 168, 171, 172, 174
- Fototransistor, 169, 171, 177
- Fotriac, 173, 176
- Frequência, 187
 - de corte, 33, 61, 62, 65, 67, 70, 71, 81

G

- Gate, 134, 135, 137, 141, 142, 145-147, 155, 158, 160, 161, 179, 189
- GTO, 179-183, 185-187

I

- IGBT, 179, 187, 189, 190-192
- Infravermelho, 164, 172, 177
- Integrador, 66-69
- Interruptor óptico, 177

J

JFET, 190

L

Largura de faixa, 16, 32, 34

LDR, 157, 163, 164

LED, 93, 109, 145, 165-167, 173, 174

M

Malha

aberta, 15-17, 19, 32-34, 43
fechada, 34, 83

Manutenção, 130, 134, 137, 144, 145, 149, 151, 154, 159

Monoestável, 93-96, 103, 109, 111-115

MOSFET, 190, 191, 195

O

Offset, 16, 37-39, 41, 67

Oscilador de relaxação, 121-123, 160

P

Pinagem, 103, 122

PWM, 196

R

Rampa, 67, 123

Realimentação, 15, 18, 19, 22, 34, 67, 90

Referência, 78, 91

Refletor óptico, 176, 177

Resposta espectral, 163, 167, 169

Retificador controlado, 131

S

Saturação, 20, 121, 169

Schmitt trigger, 116-118

SCR, 131-137, 141, 142, 144-151, 158, 159

SCR, 180

Semiciclo, 27-29, 136, 142, 148, 154, 155, 174, 200

Slew rate, 16, 35, 36, 42, 90

Snubber, 182, 183

T

Thevenin, 16

TIC, 134, 153

Tiristor GTO, 129, 179, 180, 187-189, 194

TRIAC, 149-152, 154, 155, 157, 174, 176

U

UJT, 119-121, 124



Projetos de Circuitos Digitais com FPGA

Autor: Cesar da Costa · Código: 2357 · 208 páginas · Formato: 17 x 24 cm

De forma diferenciada, esta obra apresenta e discute os princípios e as técnicas de projeto de circuitos digitais com dispositivos de lógica programável FPGA. Mostra o emprego de novas ferramentas computacionais no desenvolvimento de projetos por meio de exemplos e casos práticos do dia-a-dia do projetista de circuitos digitais.

Abrange teoria básica da eletrônica digital, ambiente de software EDA, laboratório de circuitos digitais com FPGA e revisão sobre controladores digitais. Traz procedimentos que ilustram a utilização de lógica programável em sistemas digitais com base em CLP e aplicações práticas.

Destina-se a estudantes, professores, mestrados e doutorandos que realizem trabalhos na área de sistemas digitais, técnicos, autodidatas e profissionais da área.

Para acompanhamento da parte prática do livro são necessários os softwares Quartus II Web Edition, versão 9.0, do fabricante Altera Co. (www.altera.com) e o kit de desenvolvimento FPT1, da empresa Leap Electronic Co. (www.leap.com.tw).



Eletrônica Aplicada

Autores: Eduardo Cesar Alves Cruz e Salomao Choueri Júnior • Código: 1505 • 304 páginas •

Formato: 17 x 24 cm

Aborda diversos dispositivos eletrônicos como diodos (retificador, LED, Zener e Shockley), transistores (bipolar, JFET, MOSFET e UJT), tiristores (SCR, TRIAC, DIAC, SUS e SBS), termistores (NTC e PTC), optoeletrônicos (LDR, fototransistor e optoacoplador) e circuitos integrados lineares (amplificador operacional, temporizador, regulador de tensão e amplificador de áudio).

Analisa e desenvolve projetos de fontes de alimentação, amplificadores, multivibradores, aplicações de amplificador operacional e circuitos de acionamento, de controle de potência e de sensores.

Destinado a profissionais, estudantes e professores de cursos técnicos, tecnológicos e de engenharia da área industrial.



Análise de Circuitos em Corrente Alternada

Autor: Rômylo Oliveira Albuquerque • Código: 143X • 240 páginas • Formato: 17 x 24 cm

Leitura indispensável para estudantes de cursos técnicos e de engenharia das áreas de eletrônica, automação, mecatrônica e eletrotécnica, esta publicação apresenta a análise e projeto de circuitos em corrente alternada de forma simples e didática.

É uma edição revisada e atualizada do livro Circuitos em Corrente Alternada, oitava edição. Aborda números complexos, sinais senoidais com análises gráfica e matemática, dispositivos eletromagnéticos, análise de circuitos induktivos e capacitivos (RL Série e RL Paralelo), aplicações dos circuitos RL e RC, circuitos RLC Série e Paralelo, associação de impedâncias e análise de circuitos mistos e sistemas monofásicos e trifásicos. Traz exemplos e exercícios práticos.



Eletrônica Digital - Teoria e Laboratório

Autores: Paulo Alves Garcia e José Sidnei Colombo Martini • Código: 109x • 184 páginas • Formato 17 x 24 cm

O objetivo deste livro é tornar-se um guia para o aprendizado da eletrônica digital básica no laboratório. É direcionado aos alunos e professores dos cursos de Engenharia e Tecnologia Elétrica e de Computação, priorizando a sua interação com o laboratório, aliado ao embasamento teórico necessário para a realização da parte experimental. Apresenta dez experiências com abordagem teórica, prática e exercícios. Aborda: famílias lógicas TTL e CMOS, circuitos combinacionais, circuitos aritméticos, multiplexadores e demultiplexadores, flip-flops, registradores e contadores, circuitos sequênciais síncronos, memórias e suas aplicações e finalmente conversores digital/análogo e analógico/digital.



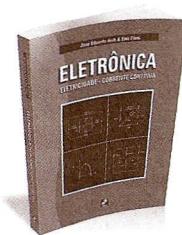
Eletrociade Aplicada em Corrente Contínua - Teoria e Exercícios

Autor: Eduardo Cruz • Código: 0840 • 264 páginas • Formato: 17 x 24 cm

Esta é uma edição reestruturada do livro Eletricidade - Circuitos em Corrente Contínua e foi adaptada para atender ao componente curricular de eletricidade nos cursos de eletrônica, eletrotécnica, eletroeletrônica, telecomunicações, mecatrônica e automação industrial.

Com uma linguagem didática, exercícios resolvidos e propostos e textos em inglês técnico, o livro relaciona conceitos teóricos e aplicações práticas, e sempre que possível, utiliza especificações reais de diversos dispositivos como resistor, potencímetro, capacitor, indutor e relé.

Aborda os principios de eletrostática e de eletrodinâmica, conceitos e características da resistência elétrica, potência e energia elétricas, Leis de Kirchhoff, associação de resistores, análise de circuitos resitivos simples e aplicativos, teoremas da Superposição, de Thévenin e de Norton, análise de circuitos pelo método de Maxwell, comportamento e especificações do capacitor e do indutor e suas aplicações em circuitos de temporização e relés.



Eletrônica: Eletricidade - Corrente Contínua

Autores: José Eduardo Aiub e Enio Filoni • Código: 8100 • 192 páginas • Formato: 17 x 24 cm

Este livro tem o objetivo de ensinar as primeiras noções sobre eletrônica aos estudantes da área. Além de fornecer as leis que ele utilizará por toda a sua vida profissional, os teoremas aqui explanados também são fatores determinantes para a solução de redes elétricas com elementos lineares.

Os principais assuntos abordados são: Leis de Ohm, Circuitos Elétricos, Geradores e Receptores, Leis de Kirchhoff, Maxwell, Thévenin, etc.

Foram acrescentados novos exercícios, com os mais diversos graus de dificuldade, preparando cada vez mais os futuros técnicos e estudiosos dos projetos elétricos, além de um apêndice apresentando os resistores de cinco faixas que já estão sendo utilizados em circuitos elétricos.



Ensino Modular - Sistemas Analógicos - Circuitos com Diodos e Transistores

Autor: Otávio Markus • Código: 6906 • 392 páginas • Formato: 17 x 24 cm

Em módulos, o livro trata dos vários tipos de diodos e transistores bipolares. Para cada dispositivo, são apresentadas as especificações técnicas fornecidas pelos manuais de fabricantes, ensinando o aluno a consultá-las e interpretá-las. Contém muitas aplicações práticas, estimulando a análise e o desenvolvimento de projetos, incluindo uma fonte de alimentação variável e um amplificador de áudio. Desenvolvido de forma a atender, pedagogicamente, aos cursos técnicos modulares de eletrônica, eletrotécnica, eletroeletrônica, informática industrial, telecomunicações e mecatrônica, a sua estrutura é formada por teoria seguida de fichas de exercícios de aplicação imediata, facilitando o aprendizado. Cada módulo possui, ainda, um conjunto de atividades complementares, incluindo os fundamentos físicos e matemáticos necessários, exercícios propostos, inglês técnico e temas transversais.

Análise de Circuitos em Corrente Contínua

Autor: Rômulo Oliveira Albuquerque • Código: 1475 • 192 páginas • 17 x 24 cm

Circuitos Digitais

Autores: Antonio Carlos de Lourenço, Eduardo Cesar A. Cruz, Sabrina R. Ferreira e Salomão Choueri Júnior • Código: 3206 • 340 páginas • 16 x 23cm

Circuitos Elétricos - Corrente Contínua e Corrente Alternada - Teoria e Exercícios

Autor: Otávio Markus • Código: 7686 • 304 páginas • 20,5 x 27,5cm

Novos Semicondutores: Tiristores - Controle de Potência C.C.

Autor: José Luiz A. Almeida • Código: 2986 • 172 páginas • 16 x 23cm

Dispositivos Semicondutores: Diodos e Transistores

Autores: Angelo Eduardo Battistini Marques, Antonio Carlos de Lourenço e Eduardo Cesar A. Cruz • Código: 3176 • 416 páginas • 16x23 cm

Elementos de Eletrônica Digital

Autores: Francisco G. Capuano e Ivan V. Idoeta • Código: 0193 • 552 páginas • 16 x 23 cm

Laboratório de Eletricidade e Eletrônica

Autores: Francisco Gabriel Capuano e Maria Aparecida H. Marino • Código: 0169 • 312 páginas • 16 x 23 cm

Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos

Autores: Antonio M. V. Cipelli, Waldir J. Sandrini e Otávio Markus • Código: 7597 • 464 páginas • 17 x 24 cm

Utilizando Eletrônica com

AO (Amplificador Operacional)	SCR (Silicon Controlled Rectifier - Retificador Controlado de Silício)	TRIAC (Triode AC - Triodo AC)
UJT (Unijunction Transistor - Transistor Unijuncão)	PUT (Programmable Unijunction Transistor - Transistor Unijuncão Programável)	CI 555 (Círcuito Integrado 555)
LDR (Light Dependent Resistor - Resistor Dependente da Luz)	LED (Light Emitting Diode - Diodo Emissor de Luz)	FET (Field Effect Transistor - Transistor de Efeito de Campo)
IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor - Transistor Bipolar de Porta Isolada)		

Os professores Rômulo Oliveira Albuquerque e Antonio Carlos Seabra trabalham há vários anos com educação em cursos técnicos e de engenharia em escolas renomadas.

Desenvolveram este livro com didática e objetividade nas explanações, voltado aos principais componentes usados na eletrônica industrial, como amplificador operacional, SCR, TRIAC, DIAC, UJT, PUT, LDR, LED, acoplador óptico, fotodiodo e fototransistor, além de dois componentes importantes na eletrônica industrial de potência: o IGBT e o FET.

Traz exercícios resolvidos passo a passo e exercícios propostos com solução que são importantes para a fixação do aprendizado. Contempla também exercícios orientados para o Exame Nacional de Desempenho de Estudantes (ENADE).

Destinado a estudantes e profissionais das áreas de eletrônica, automação industrial, mecatrônica, eletroeletrônica e aficionados da área.