

2ª EDIÇÃO

•  
Diodos

•  
Transistores

•  
Amplificadores  
Operacionais

•  
Tiristores

•  
Dispositivos  
Especiais

•  
Análise de  
Fontes de Alimentação,  
Amplificadores,  
Circuitos de Controle  
e Acionamento

•  
•  
Eduardo Cesar Alves Cruz  
Salomão Choueri Jr.



# ELETRÔNICA APLICADA



# Eletrônica Aplicada







Eduardo Cesar Alves Cruz  
Salomão Choueri Júnior

# **Eletrônica Aplicada**

**2ª Edição**

**8ª Reimpressão**

**São Paulo**  
**2013 - Editora Érica Ltda.**





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

|  |                                    |             |
|--|------------------------------------|-------------|
| Cruz, Eduardo Cesar Alves, 1960 -  |                                    |             |
| Eletrônica Aplicada / Eduardo Cesar Alves Cruz, Salomão Choueri Júnior. -- 2. ed. --<br>São Paulo : Érica, 2008. |                                    |             |
| Bibliografia.  |                                    |             |
| ISBN 978-85-365-0536-7   |                                    |             |
| 1. Eletrônica 2. Eletrônica - Problemas, exercícios etc. I. Choueri Júnior, Salomão, 1961 - . II. Título.        |                                    |             |
| 08-09548   | Editado também como livro impresso | CDD-621.381 |

**Índices para catálogo sistemático**

1. Eletrônica aplicada : Engenharia 621.381

Copyright © 2007 da Editora Érica Ltda.

Todos os direitos reservados. Nenhuma parte desta publicação poderá ser reproduzida por qualquer meio ou forma sem prévia autorização da Editora Érica. A violação dos direitos autorais é crime estabelecido na Lei nº 9.610/98 e punido pelo Artigo 184 do Código Penal.

Coordenação Editorial: Rosana Arruda da Silva  
Capa: Maurício S. de França  
Editoração e Finalização: Pedro Paulo V. Herruzo  
Flávio Eugenio de Lima  
Rosana Ap. Alves dos Santos  
Marlene Teresa S. Alves  
Carla de Oliveira Moraes

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 qualquer 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.

A ilustração de capa e algumas imagens de miolo foram retiradas de <www.shutterstock.com>, empresa com a qual se mantém contrato ativo na data de publicação do livro. Outras foram obtidas da Coleção MasterClips/MasterPhotos© da IMSI, 100 Rowland Way, 3rd floor Novato, CA 94945, USA, e do CorelDRAW X5 e X6, Corel Gallery e Corel Corporation Samples. Copyright© 2013 Editora Érica, Corel Corporation e seus licenciadores. Todos os direitos reservados.

Todos os esforços foram feitos para creditar devidamente os detentores dos direitos das imagens utilizadas neste livro. Eventuais omissões de crédito e copyright não são intencionais e serão devidamente solucionadas nas próximas edições, bastando que seus proprietários contatem os editores.

**Seu cadastro é muito importante para nós**

Ao preencher e remeter a ficha de cadastro constante no site da Editora Érica, você passará a receber informações sobre nossos lançamentos em sua área de preferência.

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

**Editora Érica Ltda.**

Rua São Gil, 159 - Tatuapé

CEP: 03401-030 - São Paulo - SP

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

E-mail: [producao@erica.com.br](mailto:producao@erica.com.br)

[www.editoraerica.com.br](http://www.editoraerica.com.br)



*Eletrônica Aplicada*

## Dedicatória

---

Àqueles que sempre nos acompanharam nesse trabalho de promover a melhoria do ensino por ideias e livros:

Salomão e Suzana (*in memoriam*), Sérgio, Mamé, Chico, Érick, Érica, Bola, Sônia, Débora, Nadir, Roseli, Tati, Rose, Joca, João Vitor, Maria Clara, Cal, Orda, Ed e Edu.

Chico (*in memoriam*), Zaida, Carmen, Tavinho, Abuela, Cris, Ortega, Camila, Andrés, Júnior, Pedro Henrique, Cláudia, Giancarlo, Guilherme, Lorenzo, Delmar, Rubens, Carlinhos, Mari, Bia, Renato, Susi, Mário, Elaine, Lari, Belle e Salomão.

Praticar a justiça e o direito é mais agradável ao  
Senhor do que um sacrifício.

Provérbios - Pr 21, 3



## Agradecimentos

---

Aos amigos da Editora Érica:

Antonio Marco, Paulo, Waldir, Rosana Arruda, Rosana Aparecida, Conceição, Pedro Paulo, Maurício, Flávio, Edson, Marcelo e Marcelinho.

Aos amigos professores:

Rosa, Beto, Pires, Celso, Larry, Sabrina, Cristina, Apolinário, Luiz Carlos, Filipputti, Agostinho, Roberta, Fábio e Diniz.

A escola é como um jardim. Quem semeia somos nós, os professores. As flores? Não as vemos, pois quando brotam, criam asas e partem para a vida. Elas são os nossos alunos.

Eduardo e Salomão



# Sumário

---

|   |    |
|---|----|
| <b>Capítulo 1 - Diodo Semicondutor</b> .....              | 15 |
| 1.1. Estrutura da Matéria .....                           | 15 |
| 1.1.1. Átomo .....  | 15 |
| 1.1.2. Estabilidade dos Átomos .....                      | 16 |
| 1.1.3. Eletrovalência .....                               | 17 |
| 1.1.4. Covalência .....                                   | 18 |
| 1.2. Condutores e Isolantes .....                         | 18 |
| 1.2.1. Condutores .....                                   | 18 |
| 1.2.2. Isolantes .....                                    | 19 |
| 1.3. Semicondutores .....                                 | 19 |
| 1.3.1. Estrutura Atômica .....                            | 19 |
| 1.3.2. Geração de Pares Elétron-Lacuna .....              | 20 |
| 1.4. Processo de Dopagem nos Semicondutores .....         | 21 |
| 1.4.1. Formação do Semicondutor P .....                   | 21 |
| 1.4.2. Formação do Semicondutor N .....                   | 22 |
| 1.4.3. Influência da Temperatura nos Semicondutores ..... | 22 |
| 1.5. Junção PN - Diodo .....                              | 22 |
| 1.6. Polarização do Diodo .....                           | 24 |
| 1.6.1. Diodo Reversamente Polarizado .....                | 24 |
| 1.6.2. Diodo Diretamente Polarizado .....                 | 25 |
| 1.7. Curva Característica do Diodo .....                  | 25 |
| 1.8. Reta de Carga do Diodo .....                         | 27 |
| 1.9. Efeito da Temperatura no Diodo .....                 | 30 |
| 1.10. Diodo Emissor de Luz - LED .....                    | 31 |
| 1.11. Exercícios Propostos .....                          | 33 |
| <br>  |    |
| <b>Capítulo 2 - Circuitos Retificadores</b> .....         | 35 |
| 2.1. Introdução .....                                     | 35 |
| 2.1.1. Valor Médio de Sinal Periódico .....               | 35 |
| 2.1.2. Valor Eficaz de Sinal Periódico .....              | 37 |
| 2.2. Transformadores .....                                | 38 |



|   |            |
|---|------------|
| 2.2.1. Princípios Básicos .....   | 38         |
| 2.2.2. Configurações dos Transformadores.....   | 39         |
| 2.3. Circuitos Retificadores .....  | 42         |
| 2.3.1. Retificador de Meia Onda.....  | 42         |
| 2.3.2. Retificador de Onda Completa com Ponto Neutro .....                                | 44         |
| 2.3.3. Retificador de Onda Completa em Ponte .....  | 48         |
| 2.4. Comparação entre os Circuitos Retificadores .....                                    | 50         |
| 2.4.1. Fator de <i>Ripple</i> ( $\gamma$ ).....   | 51         |
| 2.4.2. Análise dos Circuitos Retificadores com Relação ao Fator<br>de <i>Ripple</i> ..... | 51         |
| 2.4.3. Fator de Transformação ( $\lambda$ ) .....   | 52         |
| 2.4.4. Análise dos Circuitos Retificadores com Relação ao Fator de<br>Transformação ..... | 52         |
| 2.5. Retificadores com Filtro .....   | 58         |
| 2.5.1. Retificador de Meia Onda com Filtro Capacitivo .....                               | 58         |
| 2.5.2. Retificadores de Onda Completa com Filtro Capacitivo .....                         | 64         |
| 2.6. Dobrador de Tensão.....  | 68         |
| 2.7. Exercícios Propostos.....  | 69         |
| <br>  |            |
| <b>Capítulo 3 - Transistor Bipolar .....</b>  | <b>71</b>  |
| 3.1. Funcionamento .....  | 71         |
| 3.2. Configurações do Transistor.....   | 74         |
| 3.3. Especificações do Transistor .....   | 76         |
| 3.4. Curvas Características do Transistor .....   | 78         |
| 3.4.1. Curvas Características para a Configuração Emissor Comum .....                     | 78         |
| 3.5. Polarização de Transistores .....  | 82         |
| 3.5.1. Configuração Emissor Comum .....   | 82         |
| 3.6. Influência da Temperatura nos Transistores .....                                     | 94         |
| 3.7. Exercícios Propostos.....  | 101        |
| <br>  |            |
| <b>Capítulo 4 - Fonte de Tensão Estabilizada .....</b>                                    | <b>103</b> |
| 4.1. Conceitos.....   | 103        |
| 4.1.1. Fonte de Tensão Ideal .....  | 103        |
| 4.1.2. Fonte de Tensão Real.....  | 103        |



|   |            |
|---|------------|
| 4.2. Diodo Zener .....  | 105        |
| 4.2.1. Funcionamento e Curva Característica .....                             | 105        |
| 4.2.2. Diodo Zener em Fontes de Tensão Estabilizadas .....                    | 107        |
| 4.3. Regulador de Tensão a Diodo Zener .....                                  | 107        |
| 4.3.1. Funcionamento .....  | 107        |
| 4.4. Reguladores de Tensão a Transistor .....                                 | 113        |
| 4.4.1. Regulador Série a Transistor .....                                     | 114        |
| 4.4.2. Configuração Darlington .....  | 119        |
| 4.4.3. Regulador Série com Transistor Darlington .....                        | 120        |
| 4.4.4. Fonte de Alimentação Simétrica .....                                   | 123        |
| 4.5. Regulador de Tensão em Circuito Integrado.....                           | 124        |
| 4.5.1. Fonte de Alimentação com Tensão de Saída Fixa .....                    | 125        |
| 4.5.2. Fonte de Alimentação Simétrica .....                                   | 126        |
| 4.5.3. Fonte de Alimentação Ajustável .....                                   | 127        |
| 4.6. Exercícios Propostos .....   | 130        |
| <br>  |            |
| <b>Capítulo 5 - Circuitos de Acionamento a Transistor .....</b>               | <b>133</b> |
| 5.1. Transistor como Chave Eletrônica.....                                    | 133        |
| 5.2. Circuitos de Acionamento.....  | 134        |
| 5.3. Projeto de Circuitos de Acionamento .....                                | 136        |
| 5.4. Exercícios Propostos .....   | 139        |
| <br>  |            |
| <b>Capítulo 6 - Transistor de Efeito de Campo - FET .....</b>                 | <b>141</b> |
| 6.1. Transistor de Efeito de Campo de Junção - JFET .....                     | 141        |
| 6.1.1. Características Construtivas e Funcionamento .....                     | 141        |
| 6.1.2. Polarização do JFET .....  | 146        |
| 6.2. Transistor de Efeito de Campo de Metal Óxido Semicondutor - MOSFET ..... | 150        |
| 6.2.1. MOSFET de Indução .....  | 150        |
| 6.2.2. MOSFET de Depleção.....  | 153        |
| 6.3. Aplicações dos Transistores de Efeito de Campo .....                     | 154        |
| 6.3.1. Chave Analógica com JFET .....   | 155        |
| 6.3.2. Porta NAND com MOSFET - Canal N .....                                  | 155        |
| 6.3.3. Porta NOT com CMOS .....   | 156        |
| 6.4. Exercícios Propostos .....   | 157        |



|  |     |
|--|-----|
| <b>Capítulo 7 - Análise de Amplificadores</b> .....                  | 159 |
| 7.1. Análise por Modelo de Amplificador .....                        | 159 |
| 7.1.1. Modelo de um Amplificador Genérico.....                       | 159 |
| 7.1.2. Comportamento do Amplificador .....                           | 160 |
| 7.1.3. Ganhos em Decibel .....                                       | 162 |
| 7.2. Medida dos Parâmetros e Especificações de um Amplificador ..... | 168 |
| 7.2.1. Sistema de Áudio I .....                                      | 168 |
| 7.2.2. Sistema de Áudio II .....                                     | 169 |
| 7.2.3. Sistema de Áudio III.....                                     | 170 |
| 7.2.4. Sistema de Áudio IV .....                                     | 173 |
| 7.3. Amplificadores a Transistor Bipolar .....                       | 174 |
| 7.3.1. Amplificador de Pequenos Sinais .....                         | 174 |
| 7.3.2. Amplificador Seguidor de Emissor.....                         | 178 |
| 7.3.3. Amplificador <i>Push-Pull</i> .....                           | 179 |
| 7.4. Controles de Volume e Tonalidade.....                           | 184 |
| 7.4.1. Controle de Volume .....                                      | 184 |
| 7.4.2. Controle de Tonalidade .....                                  | 184 |
| 7.5. Outros Amplificadores a Transistor Bipolar .....                | 185 |
| 7.5.1. Amplificador com Realimentação .....                          | 185 |
| 7.5.2. Amplificador em Ponte .....                                   | 186 |
| 7.6. Amplificadores a Transistor de Efeito de Campo.....             | 187 |
| 7.6.1. Amplificador de Pequenos Sinais com JFET .....                | 188 |
| 7.6.2. Amplificador de Pequenos Sinais com MOSFET.....               | 189 |
| 7.7. Amplificadores com Circuitos Integrados .....                   | 190 |
| 7.7.1. Amplificador de Áudio com o Circuito Integrado LM386 .....    | 190 |
| 7.7.2. Amplificador de Áudio com o Circuito Integrado TDA2002.....   | 192 |
| 7.8. Exercícios Propostos.....                                       | 196 |
| <br>   |     |
| <b>Capítulo 8 - Amplificador Operacional</b> .....                   | 199 |
| 8.1. Características e Especificações .....                          | 199 |
| 8.1.1. Principais Características do Amplificador Operacional .....  | 199 |
| 8.1.2. Principais Especificações do Amplificador Operacional .....   | 200 |
| 8.1.3. Alimentação de Amplificadores Operacionais .....              | 201 |



|   |            |
|---|------------|
| 8.2. Aplicações Básicas .....   | 202        |
| 8.2.1. Amplificador Inversor.....                                       | 202        |
| 8.2.2. Amplificador Não Inversor.....                                   | 206        |
| 8.2.3. Somador de Tensão.....   | 207        |
| 8.2.4. Subtrator de Tensão .....  | 208        |
| 8.2.5. Comparadores de Tensão.....                                      | 211        |
| 8.2.6. Diferenciador e Integrador Ativos .....                          | 219        |
| 8.3. Exercícios Propostos .....   | 221        |
| <br>  |            |
| <b>Capítulo 9 - Circuitos Multivibradores .....</b>                     | <b>223</b> |
| 9.1. Introdução.....  | 223        |
| 9.2. Multivibradores a Transistor .....                                 | 223        |
| 9.2.1. Multivibrador Astável.....                                       | 223        |
| 9.2.2. Multivibrador Monoestável .....                                  | 228        |
| 9.3. Multivibrador Astável com Amplificador Operacional .....           | 231        |
| 9.4. Multivibradores com Temporizador 555.....                          | 234        |
| 9.4.1. Multivibrador Astável.....                                       | 235        |
| 9.4.2. Multivibrador Monoestável .....                                  | 238        |
| 9.5. Exercícios Propostos .....   | 241        |
| <br>  |            |
| <b>Capítulo 10 - Circuitos de Controle de Potência a Tiristor .....</b> | <b>243</b> |
| 10.1. SCR - Retificador Controlado de Silício .....                     | 243        |
| 10.1.1. Funcionamento do SCR.....                                       | 244        |
| 10.1.2. Métodos de Disparo do SCR .....                                 | 246        |
| 10.1.3. Especificações do SCR.....                                      | 246        |
| 10.1.4. SCR em Corrente Contínua .....                                  | 248        |
| 10.1.5. SCR em Corrente Alternada .....                                 | 249        |
| 10.2. TRIAC - Triodo de Corrente Alternada .....                        | 252        |
| 10.2.1. Funcionamento do TRIAC .....                                    | 253        |
| 10.2.2. Quadrantes de Disparo do TRIAC .....                            | 253        |
| 10.2.3. Especificações do TRIAC .....                                   | 254        |
| 10.2.4. TRIAC em Corrente Alternada .....                               | 255        |
| 10.3. Circuitos de Disparo de Tiristores .....                          | 256        |
| 10.3.1. Circuito de Disparo por Célula RC .....                         | 256        |



|  |            |
|--|------------|
| 10.3.2. Circuito de Disparo por DIAC .....   | 257        |
| 10.3.3. Circuito de Disparo por Diodo <i>Schockley</i> .....                             | 259        |
| 10.3.4. Circuito de Disparo por SUS .....  | 259        |
| 10.3.5. Circuito de Disparo por SBS.....   | 261        |
| 10.3.6. Circuito de Disparo por UJT .....  | 262        |
| 10.4. Exercícios Propostos.....  | 271        |
| <b>Capítulo 11 - Dispositivos Especiais .....</b>  | <b>273</b> |
| 11.1. LDR.....   | 273        |
| 11.2. Termistores .....  | 275        |
| 11.2.1. NTC .....  | 275        |
| 11.2.2. PTC .....  | 277        |
| 11.3. Fototransistor .....   | 279        |
| 11.4. Optoacoplador.....   | 280        |
| 11.5. Exercícios Propostos.....  | 281        |
| <b>Apêndice A - Valores Comerciais de Resistores, Potenciômetros e Capacitores .....</b> | <b>283</b> |
| <b>Apêndice B - Respostas dos Exercícios Propostos .....</b>                             | <b>285</b> |
| <b>Bibliografia .....</b>  | <b>291</b> |
| <b>Índice Remissivo .....</b>  | <b>293</b> |

## Prefácio

---

Este livro foi elaborado para atender a cursos técnicos, tecnológicos e de engenharia da área industrial, como eletrônica, eletromecânica, eletroeletrônica, automação industrial, mecatrônica e telecomunicações.

O diferencial é o seu conteúdo abrangente. Quanto aos dispositivos eletrônicos, ele aborda diodos (retificador, LED, Zener e Schockley), 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). Quanto aos sistemas, ele aborda fontes de alimentação, amplificadores, circuitos de acionamento, aplicações de amplificador operacional, circuitos de controle de potência, multivibradores, circuitos de sensores e de isolamento.

Alguns tópicos tiveram como referência três livros da Editora Érica, dos quais os autores, direta ou indiretamente, participaram, como autores ou colaboradores.

Do ponto de vista metodológico, o livro trata os assuntos de forma conceitual, estrutural, aplicada, matematicamente objetiva com exercícios resolvidos e propostos, além de exemplos de projetos.

Os autores



## Sobre os Autores

Eduardo Cesar Alves Cruz e Salomão Choueri Júnior trabalham juntos há muitos anos como professores de ensino técnico e universitário nas áreas de eletrônica, telecomunicações, mecatrônica e automação industrial. São autores de diversos livros de eletricidade, eletrônica analógica e digital, todos publicados pela Editora Érica, prestam consultoria e desenvolvem pesquisa nas áreas técnica e pedagógica.



Formaram-se técnicos no curso de Eletrônica da ETE Lauro Gomes, em São Bernardo do Campo; Eduardo em 1978 e Salomão em 1979.

Após o curso técnico trabalharam como técnicos em empresas privadas e passaram a trilhar caminhos um pouco diferentes; Eduardo foi estudar engenharia elétrica na FEI e Salomão partiu para a psicologia na Universidade Metodista. Mas a diferença praticamente termina aí. Essas duas faculdades ficam em São Bernardo do Campo. Eduardo tornou-se engenheiro em 1984 e Salomão, psicólogo em 1986. Curiosamente, ambos fizeram opção pela carreira de magistério, participaram de grupos de corais e tiveram vários amigos comuns durante todo esse tempo, mas nunca tinham conversado, nem se conhecido.

Isso só ocorreu em 1990, quando Salomão tornou-se professor da ETE Jorge Street, em São Caetano do Sul, onde Eduardo já trabalhava e era coordenador do Curso Técnico em Eletrônica. Logo em seguida, Eduardo tornou-se professor do Instituto Pentágono, em Santo André, onde Salomão trabalhava e era coordenador do Curso Técnico em Eletrônica.

No decorrer dos anos, Eduardo e Salomão fizeram diversos cursos relacionando as áreas de tecnologia e humanidades. Salomão, além de técnico em eletrônica e psicólogo, fez o curso de Licenciatura em Eletrônica na FATEC-SP e Mestrado em Tecnologia no CEETEPS, dentro do programa de pós-graduação, tendo defendido a tese intitulada "Projetos como Prática Pedagógica no Ensino de Tecnologia: Um Relato de Experiência", tendo recebido Menção Honrosa. Eduardo fez alguns cursos de especialização no CDT de São José dos Campos, dentro do programa de pós-graduação *lato sensu* em Automação e cursou Filosofia na USP, não concluindo por ter participado de um intercâmbio tecnológico entre Brasil (CEETEPS) e Alemanha (TFH). Lá, Eduardo trabalhou como professor convidado no curso de Física-Médica, no Laboratório de Laser da Technische Fachhochschule (TFH) em Berlim.

Atualmente, além de autores, eles trabalham juntos como professores de ensino técnico na ETE Jorge Street e de ensino universitário na FAENAC, prestam serviços para a Fundação Carlos Chagas e desenvolvem atividades de pesquisa, consultoria e elaboração de material didático-pedagógico voltado para o "ensino e avaliação orientados por projetos e desenvolvimento de competências" num programa denominado "Educatrônica", criado por eles.



# DIODO SEMICONDUTOR

## 1.1. Estrutura da Matéria

A *molécula* é a menor porção em que um material pode ser dividido sem que venha sofrer alterações em suas propriedades. Se dividirmos a molécula, chegamos ao *átomo* que não mais conserva as propriedades do material original.

A Figura 1.1 apresenta, como exemplo, a molécula da água.

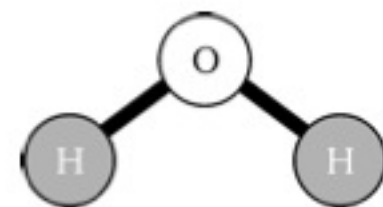


Figura 1.1 -  $H_2O$  - Molécula de água.

### 1.1.1. Átomo

*Átomo* é o elemento químico que compõe a molécula, formado por partículas denominadas *elétrons*, *prótons* e *nêutrons*.

Os prótons e nêutrons constituem o núcleo; os prótons têm carga elétrica positiva e os nêutrons não têm carga elétrica.

Os *elétrons* têm carga elétrica negativa e giram ao redor do núcleo em órbitas concêntricas, como mostra a Figura 1.2.

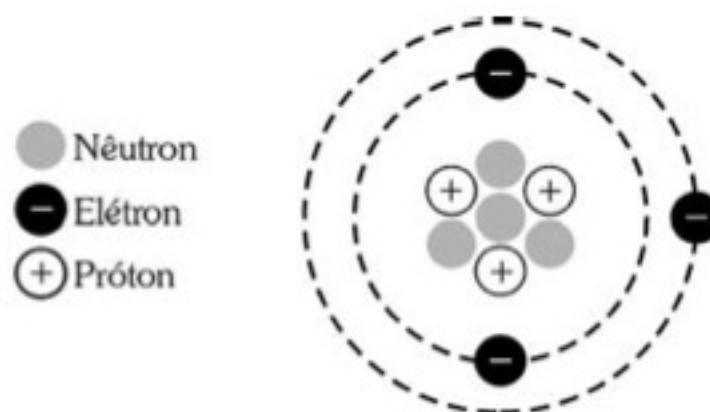


Figura 1.2 - Estrutura do átomo.

As órbitas dos átomos correspondem a sete diferentes níveis de energia em torno do núcleo com as denominações seguintes: K, L, M, N, O, P e Q, sendo K a órbita mais interna e Q a mais externa, conforme a Figura 1.3.



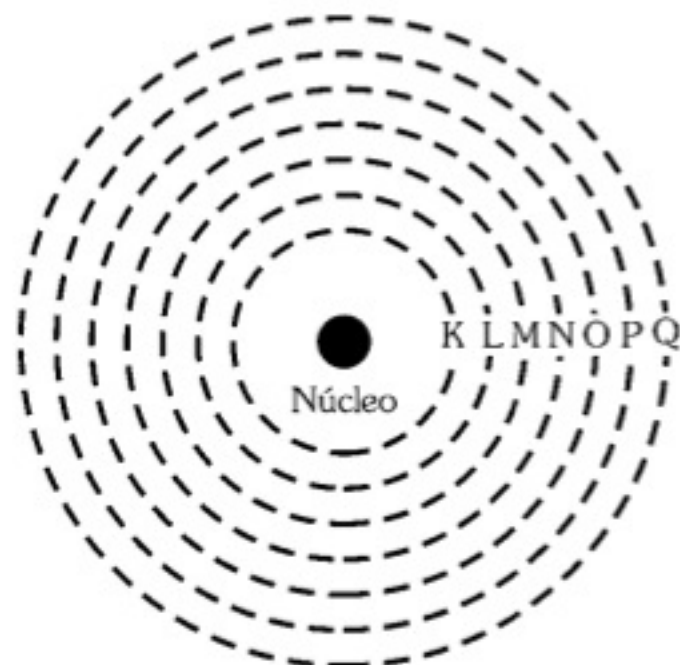


Figura 1.3 - Total de órbitas de um átomo.

Cada órbita pode conter um número máximo de elétrons, conforme a tabela seguinte:

| Órbita | Número Máximo de Elétrons |
|--------|---------------------------|
| K      | 2                         |
| L      | 8                         |
| M      | 18                        |
| N      | 32                        |
| O      | 32                        |
| P      | 18                        |
| Q      | 8                         |

Os elementos químicos se distinguem pelo número total de elétrons que possuem distribuídos em suas órbitas.

A última órbita que contém elétrons é denominada *órbita de valência*, pois somente ela pode ceder ou receber elétrons. Logo, os elétrons de valência são os únicos em condição de participar de fenômenos químicos e/ou elétricos.

### 1.1.2. Estabilidade dos Átomos

A *estabilidade* da maioria dos átomos é obtida quando a sua última órbita contém *oito* elétrons.

Na natureza, apenas os gases nobres possuem essa característica, como os exemplos seguintes:



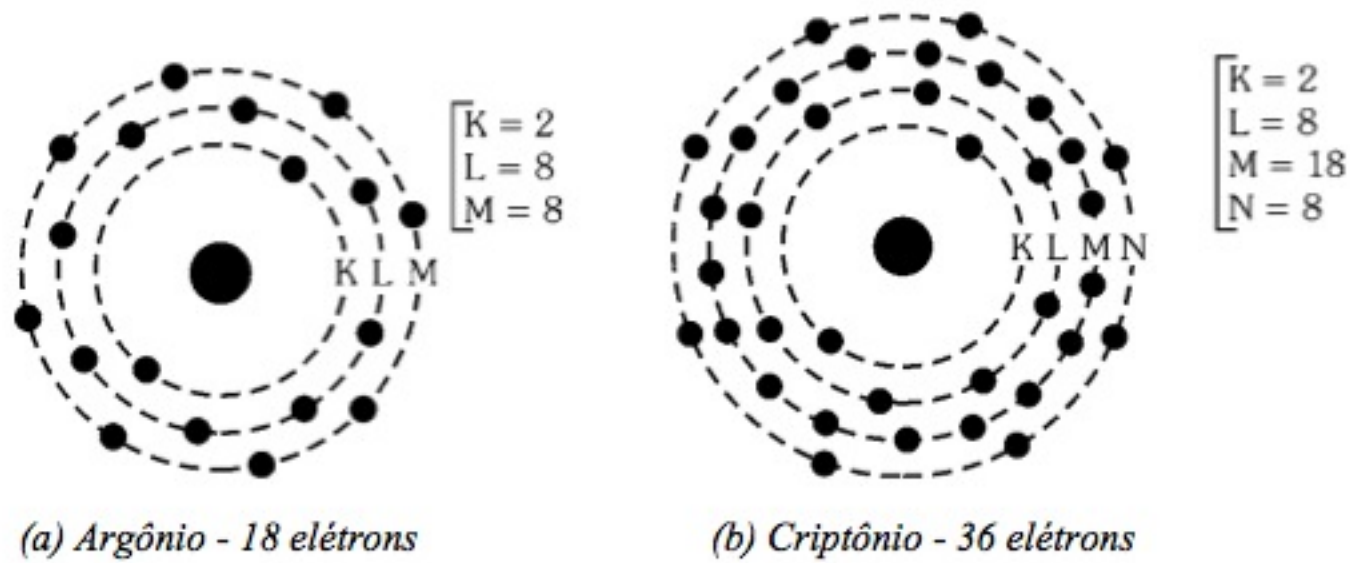


Figura 1.4 - Distribuição eletrônica em gases nobres.

Observe que a última órbita do argônio é a M e a do Criptônio é a N, mas nos dois átomos essas órbitas apresentam-se com oito elétrons, portanto esses átomos são estáveis.

A maioria dos átomos não atinge a estabilidade sozinha, pois a órbita de valência apresenta menos de oito elétrons.

Logo, esses átomos precisam se unir com outros, cedendo, recebendo ou compartilhando elétrons, a fim de atingir a estabilidade.

Essa união pode se dar por eletrovalência ou covalência.

### 1.1.3. Eletrovalência

Existe *eletrovalência* quando um dos átomos de uma molécula doa, definitivamente, elétrons ao átomo vizinho, que o recebe definitivamente, visando à estabilidade.

A Figura 1.5 mostra a ligação eletrovalente entre os átomos de sódio (Na) e cloro (Cl), formando a molécula de NaCl (cloreto de sódio).

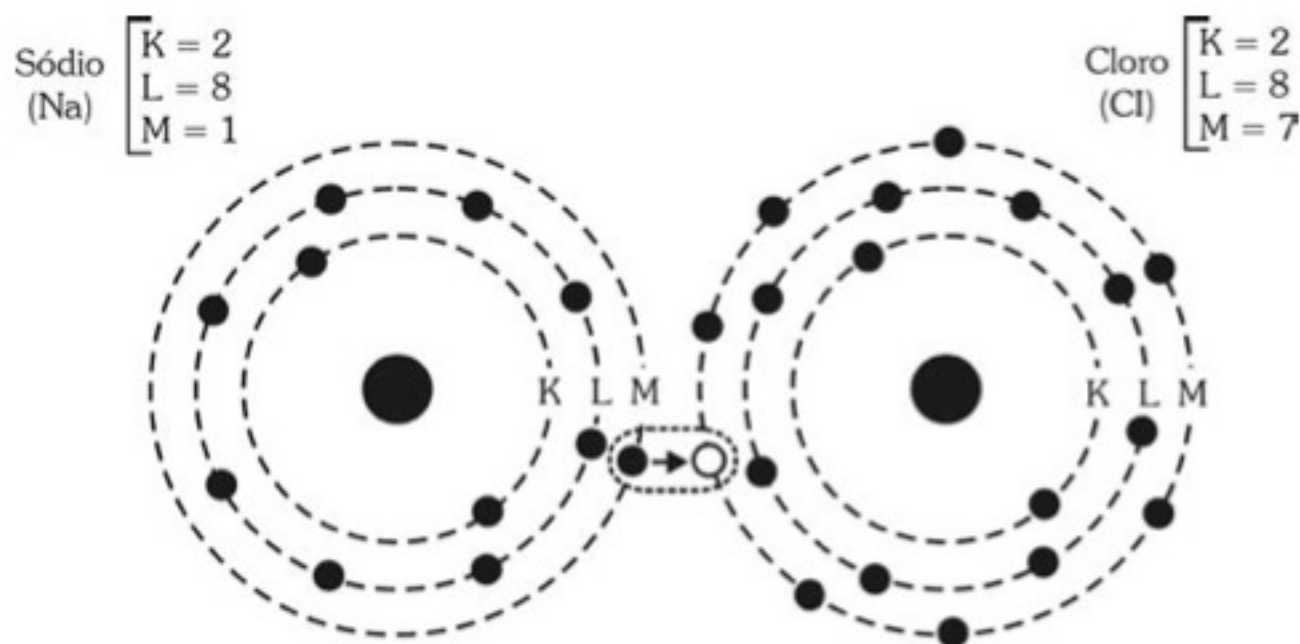


Figura 1.5 - Ligação eletrovalente na molécula de NaCl.



Nessa molécula, o sódio (Na), com  $M = 1$ , cede um elétron ao cloro (Cl), com  $M = 7$ , de modo que ambos passam a ter oito elétrons na órbita de valência. Assim, os dois átomos tornam-se estáveis.

### 1.1.4. Covalência

Existe *covalência* quando os átomos compartilham elétrons para atingir a estabilidade.

A Figura 1.6 mostra a ligação covalente entre dois átomos de oxigênio (O) e um de carbono (C), formando a molécula de CO<sub>2</sub> (dióxido de carbono).

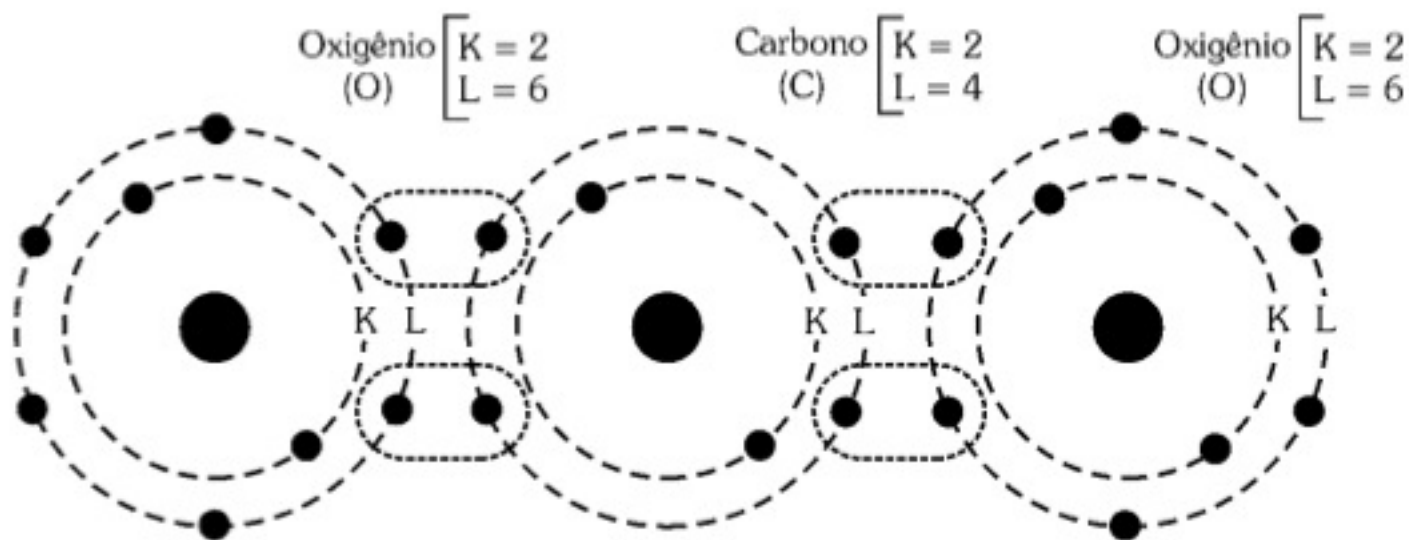


Figura 1.6 - Ligação covalente na molécula de CO<sub>2</sub>.

Nessa molécula, os átomos de oxigênio possuem seis elétrons na órbita de valência, enquanto o carbono possui quatro. O compartilhamento de dois elétrons de cada átomo de oxigênio com os quatro elétrons do átomo de carbono forma uma molécula estável, como se os três átomos tivessem oito elétrons na órbita de valência.

## 1.2. Condutores e Isolantes

### 1.2.1. Condutores

Os materiais *condutores* são formados por átomos cujos elétrons da órbita de valência estão fracamente ligados ao núcleo, de modo que a temperatura ambiente tem energia suficiente para arrancá-los da órbita, tornando-os *livres*.

Assim, sob a ação de uma diferença de potencial, os elétrons livres passam a se locomover facilmente no interior do material condutor, conforme ilustra a Figura 1.7.

Como exemplo de condutores podemos citar o *ouro*, a *prata*, o *cobre*, o *alumínio* e *outros metais*.

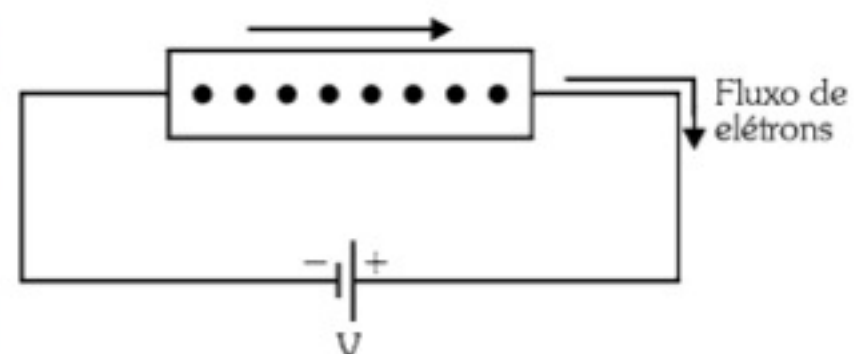


Figura 1.7 - Condutor elétrico.



Quanto maior o número de elétrons livres, maior é a condutividade do material. Em relação à ação da temperatura sobre a condutividade, é importante observar que o aumento da energia térmica provoca um movimento desordenado nos elétrons livres, causando choques entre eles, o que dificulta a condução.

### 1.2.2. Isolantes

Os materiais *isolantes* são formados por átomos cujos elétrons da órbita de valência estão fortemente ligados ao núcleo, de modo que a temperatura ambiente não tem energia suficiente para arrancá-los da órbita. Portanto, há pouquíssimos elétrons livres.

Assim, a ação de uma diferença de potencial não provoca fluxo de elétrons no interior do material isolante, conforme ilustra a Figura 1.8.

Como exemplo de isolantes podemos citar a *borracha*, a *mica* e a *porcelana*.

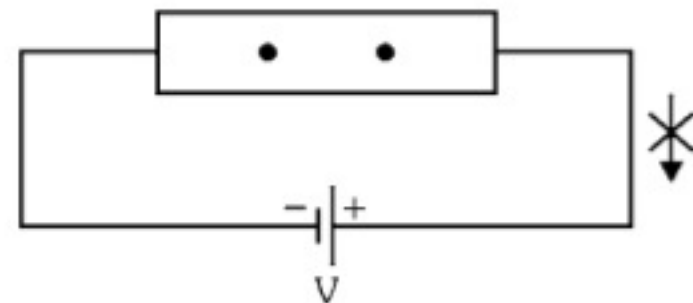


Figura 1.8 - Isolante elétrico.

## 1.3. Semicondutores

### 1.3.1. Estrutura Atômica

Os materiais *semicondutores* mais comuns são o *silício* (Si) e o *germânio* (Ge), que em estado puro apresentam-se na forma de um cristal, significando que seus átomos acham-se dispostos uniformemente em uma configuração rígida.

Esses materiais são *tetravalentes*, ou seja, possuem quatro elétrons na órbita de valência, conforme indica a Figura 1.9.

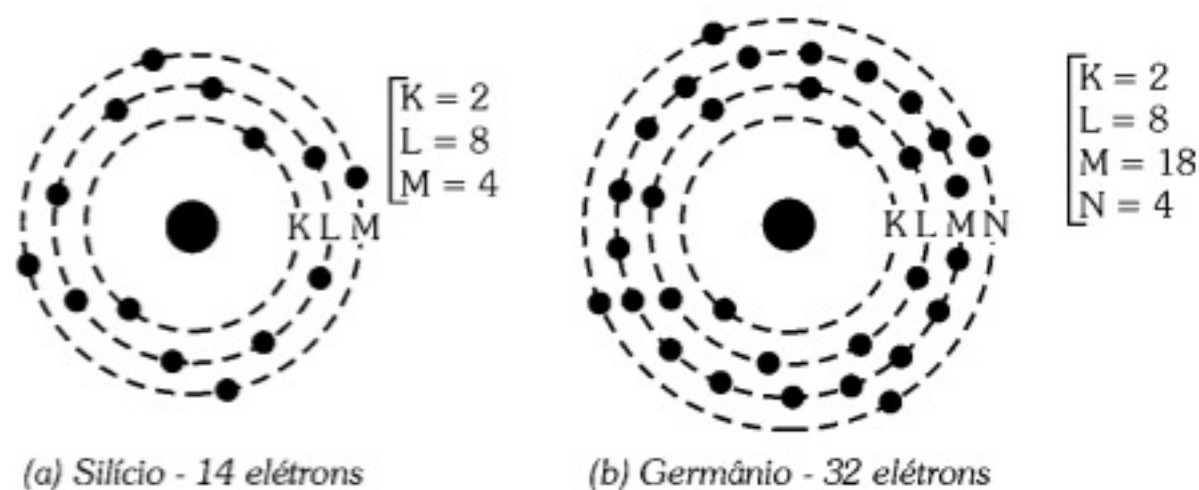


Figura 1.9 - Estruturas atômicas do silício e do germânio.

Como a estabilidade é atingida com oito elétrons na última órbita, cada átomo desses materiais faz quatro ligações covalentes com quatro átomos vizinhos, tornando-se



estáveis e dando origem à estrutura cristalina, conforme a representação na Figura 1.10.

Da forma como se apresenta esse semiconductor em uma temperatura muito baixa, ao aplicarmos uma tensão, não há corrente, pois os elétrons acham-se presos às ligações de valência, ou seja, não há elétrons livres para a condução.

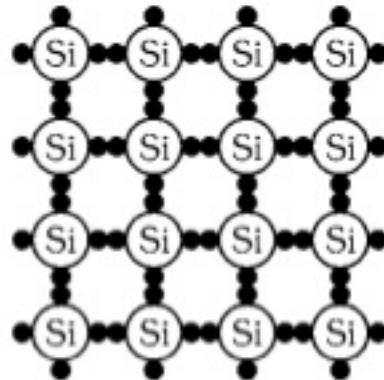


Figura 1.10 - Estrutura cristalina do silício.

Para que haja corrente, é necessário romper as ligações covalentes mediante o fornecimento de energia suficiente para isso, nas formas de luz, calor etc.

### 1.3.2. Geração de Pares Elétron-Lacuna

Se houver o rompimento de uma ligação covalente, ocorre a liberação de um *elétron* e o surgimento de um espaço vazio onde ele se encontrava. A esse vazio damos o nome de *lacuna*. Portanto, o rompimento de cada ligação covalente gera um *par elétron-lacuna*.

A *lacuna* comporta-se como uma *carga positiva*. Devido ao deslocamento de elétrons surgem lacunas sempre no sentido contrário ao movimento dos elétrons, conforme indica a Figura 1.11.

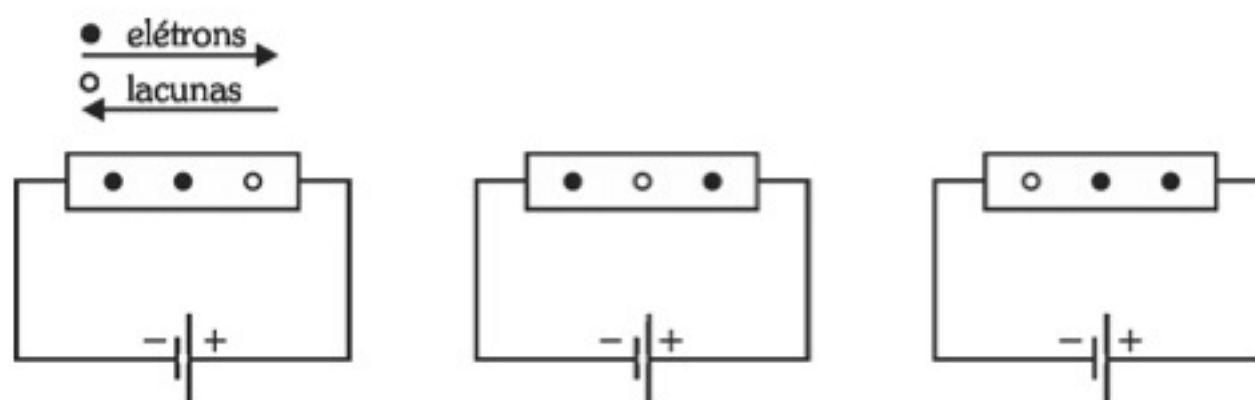


Figura 1.11 - Condução de eletricidade por elétrons e lacunas.

Essa figura mostra que quem realmente tem mobilidade são os elétrons livres. Ao se deslocarem em direção ao potencial positivo da fonte, eles ocupam sucessivas lacunas. Assim, as lacunas vão surgindo no sentido oposto ao deslocamento dos elétrons, ou seja, é como se elas se deslocassem em sentido contrário, isto é, em direção ao potencial negativo da fonte.



Quando os elétrons se movimentam, há possibilidade de o elétron e a lacuna se *recombinarem*, eliminando, dessa maneira, um par elétron-lacuna. Desta forma, nem as lacunas nem os elétrons conservam-se livres indefinidamente.

Como conclusão podemos afirmar que o material semiconductor possui dois tipos de correntes ou portadores de cargas: as *lacunas* são os *portadores positivos* e os *elétrons* são os *portadores negativos*.

Na realidade, a própria temperatura ambiente é responsável por fornecer energia suficiente para a geração de alguns poucos pares elétron-lacuna, fazendo com que esse semiconductor puro tenha uma pequena condutividade.

## 1.4. Processo de Dopagem nos Semicondutores

*Dopagem* é o nome do processo utilizado para constituir os semicondutores P e N por meio da adição ao Si ou ao Ge de quantidades bem reduzidas de impurezas. Entende-se por impureza todo átomo diferente do Si e do Ge.

### 1.4.1. Formação do Semiconductor P

Para a formação do semiconductor P são adicionados ao silício ou germânio *átomos trivalentes*. São trivalentes os átomos que possuem três elétrons em suas órbitas de valência, como, por exemplo, o *alumínio*, o *índio*, o *boro* e o *gálio*.

Se introduzirmos no silício, que é tetravalente, uma pequena quantidade de material trivalente, os elétrons dessa impureza farão ligações covalentes com os elétrons do silício. A Figura 1.12 representa a dopagem do silício por átomos de alumínio.

No entanto, falta um elétron para completar a ligação em cada átomo trivalente, pois ele colaborou apenas com três elétrons, enquanto o silício possui quatro elétrons. Essa falta de um elétron comporta-se como uma *carga positiva*, ou seja, uma *lacuna*.

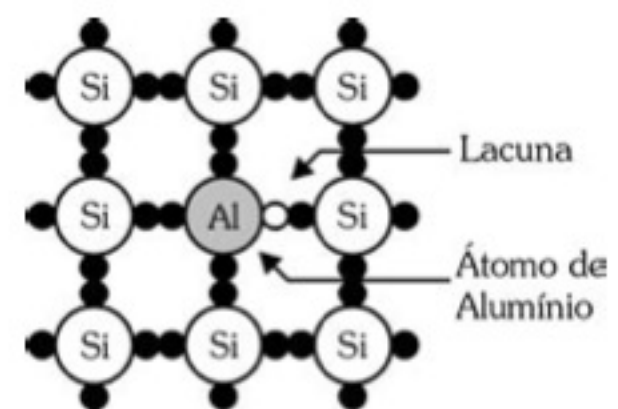


Figura 1.12 - Geração de lacuna por dopagem trivalente.

Assim, de um modo artificial, consegue-se gerar lacunas sem gerar elétrons livres. Esse semiconductor com excesso de lacunas é denominado *P*.

Na realidade, o semiconductor P também possui elétrons livres gerados à temperatura ambiente, mas eles são em menor número.

Dizemos que no semiconductor P os *portadores majoritários* são as *lacunas* e os *portadores minoritários* são os *elétrons*. O mesmo processo ocorre com o germânio, que é tetravalente, quando nele são introduzidas impurezas trivalentes.



## 1.4.2. Formação do Semicondutor N

Para a formação do semicondutor N são adicionados ao silício ou germânio *átomos pentavalentes*. São pentavalentes os átomos que possuem cinco elétrons em suas órbitas de valência, como, por exemplo, o *antimônio*, o *fósforo* e o *arsênio*.

Se introduzirmos no silício, que é tetravalente, uma pequena quantidade de material pentavalente, os elétrons dessa impureza farão ligações covalentes com os elétrons do silício. A Figura 1.13 representa a dopagem do silício por átomos de fósforo.

No entanto, há a sobra de um elétron livre do átomo pentavalente, pois ele não faz ligação covalente com nenhum elétron dos átomos de silício.

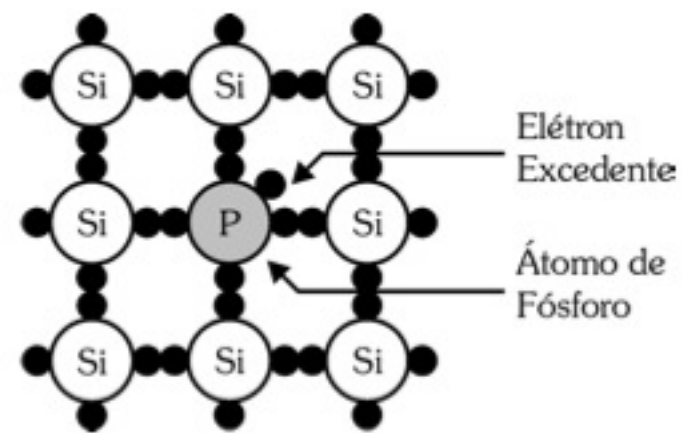


Figura 1.13 - Geração de elétron livre por dopagem pentavalente.

De um modo artificial, consegue-se gerar elétrons livres sem gerar lacunas. Esse semicondutor com excesso de elétrons livres é denominado *N*.

O semicondutor N também possui lacunas geradas à temperatura ambiente, mas elas são em menor número.

Dizemos que no semicondutor N os *portadores majoritários* são os *elétrons* e os *portadores minoritários* são as *lacunas*. O mesmo processo ocorre com o germânio, que é tetravalente, quando nele são introduzidas impurezas pentavalentes.

## 1.4.3. Influência da Temperatura nos Semicondutores

Nos condutores, o aumento da temperatura provoca um movimento desordenado de elétrons, aumentando as colisões e, conseqüentemente, a resistência do material. Já nos semicondutores ocorre totalmente o inverso; o aumento da temperatura diminui a sua resistência devido ao aumento da geração de pares elétron-lacuna. Mais adiante retomaremos este assunto com mais detalhes.

## 1.5. Junção PN - Diodo

A união de um semicondutor P com um N pode ser realizada de modo a constituir um cristal único. Esse cristal é denominado *junção PN* ou *diodo de junção* ou ainda *diodo*.

Como já vimos anteriormente, no semicondutor N os elétrons são os portadores majoritários de carga e as lacunas as portadoras minoritárias. No semicondutor P, as lacunas são as portadoras majoritárias de carga e os elétrons os portadores minoritários.



No momento em que a junção desses semicondutores é feita, inicia-se um processo de difusão de cargas, isto é, o deslocamento de cargas de regiões de elevada concentração para regiões de baixa concentração. Vejamos como esse processo se desenvolve por meio da Figura 1.14, em que está representada uma junção PN não polarizada.

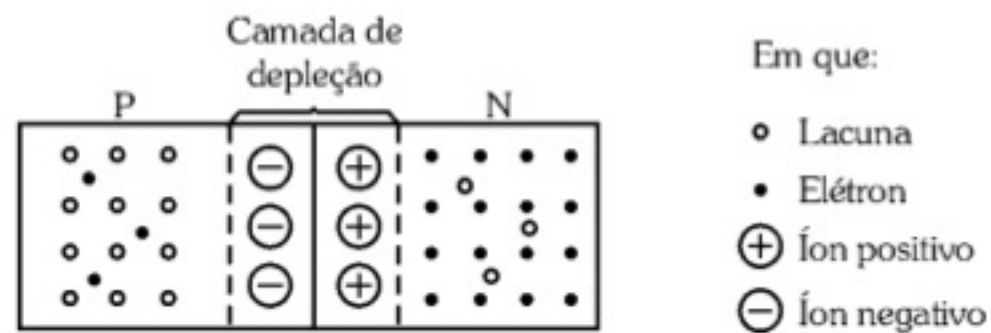


Figura 1.14 - Junção PN e a barreira de potencial.

O semicondutor N apresenta um grande número de elétrons e o semicondutor P, um grande número de lacunas. Logo, ao formar a junção PN, ocorre a difusão dos elétrons livres do lado N para o P. No lado N, a ausência dos elétrons cria uma região de *íons positivos (cátions)* próxima à junção. No lado P, quando os elétrons ocupam as lacunas que também se encontram próximas da junção (recombinação elétron-lacuna), eles criam *íons negativos (ânions)*.

A região em torno da junção passa a ter, assim, características muito especiais: por um lado, ela fica livre de portadores de carga (elétrons e lacunas), por isso é denominada *camada de depleção*; por outro lado, os íons positivos e negativos formam uma *barreira de potencial*.

Durante esse processo de difusão, conforme os íons vão sendo formados, a barreira de potencial cresce. Com isso, o fluxo de elétrons de N para P diminui, pois os elétrons provenientes do lado N precisam ultrapassar a barreira negativa do lado P para continuar a recombinação. Obviamente, o processo de difusão cessa quando ocorre um equilíbrio de cargas na junção.

A barreira de potencial produzida na junção no final do processo de difusão corresponde a uma diferença de potencial (ddp) cujo valor depende do material semicondutor e da temperatura ambiente.

À temperatura ambiente, a barreira de potencial vale aproximadamente  $0,6V$  para o semicondutor de *silício* e aproximadamente  $0,3V$  para o de *germânio*.

No diodo, o terminal do lado P onde se formam os ânions é denominado *anodo (A)* e o terminal do lado N onde se formam os cátions é denominado *catodo (K)*.

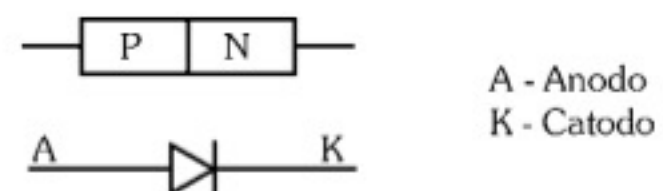


Figura 1.15 - Símbolo do diodo semicondutor.

A Figura 1.15 apresenta o símbolo do diodo semicondutor e a relação entre os seus terminais e o tipo de material de cada lado.



## 1.6. Polarização do Diodo

Para analisarmos o comportamento do diodo quando ele é polarizado por uma fonte de tensão externa, tomemos como referência a estrutura da junção PN sem polarização apresentada na Figura 1.16. Nela, no entorno da junção aparece em destaque a camada de depleção que produz a barreira de potencial.

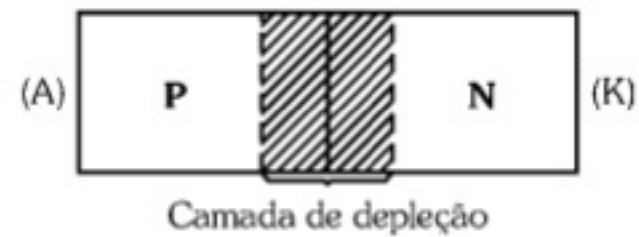


Figura 1.16 - Junção PN sem polarização externa.

### 1.6.1. Diodo Reversamente Polarizado

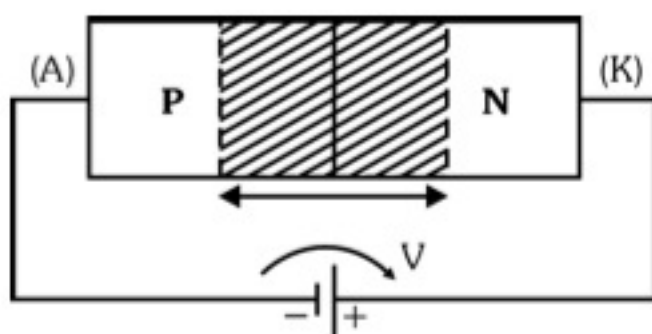


Figura 1.17 - Junção PN com polarização reversa.

A polarização reversa do diodo consiste em ligar o polo positivo da fonte de tensão externa no lado N (terminal catodo) e o polo negativo no lado P (terminal anodo), conforme mostra a Figura 1.17.

A aplicação da tensão reversa provoca um alargamento da camada de depleção e conseqüente *aumento da barreira de potencial*. Quanto maior é a tensão externa, mais alarga a camada de depleção, portanto maior o valor da barreira de potencial. Obviamente, há um limite para a tensão reversa externa para que não haja a ruptura da junção, conforme veremos mais adiante.

Fisicamente, ocorre que a tensão reversa externa atua de forma a *impedir a circulação de portadores majoritários de carga* através da junção. Surge uma pequena corrente de portadores minoritários que vai do polo positivo ao negativo da fonte externa, como mostra a Figura 1.18.

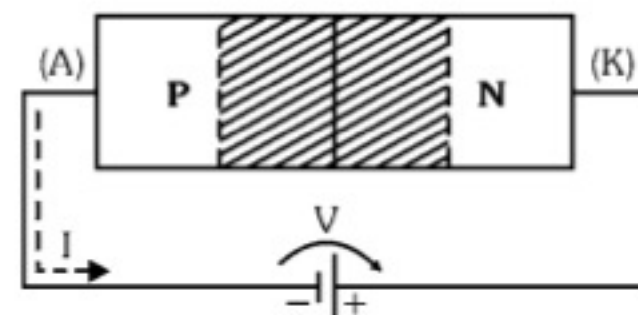


Figura 1.18 - Corrente reversa no diodo.

Essa corrente é denominada *corrente reversa*. Seu valor aumenta com a ampliação da tensão externa até um limite máximo, cujo nome é *corrente de saturação reversa*.

Mesmo esse valor máximo é muito baixo, da ordem de microampères, de modo que, na maioria das aplicações, a corrente reversa pode ser desprezada.

O diodo polarizado reversamente comporta-se como uma *resistência muito elevada*, da ordem de centenas de megaohm, ou seja, é equivalente a um *circuito aberto*.



## 1.6.2. Diodo Diretamente Polarizado

A *polarização direta* do diodo consiste em ligar o polo positivo da fonte de tensão externa no lado P (terminal anodo) e o polo negativo no lado N (terminal catodo), conforme indica a Figura 1.19.

Nesse caso, a tensão externa ajuda os elétrons livres do lado N a vencer a barreira de potencial, de modo que a resistência da junção cai para apenas alguns ohms.

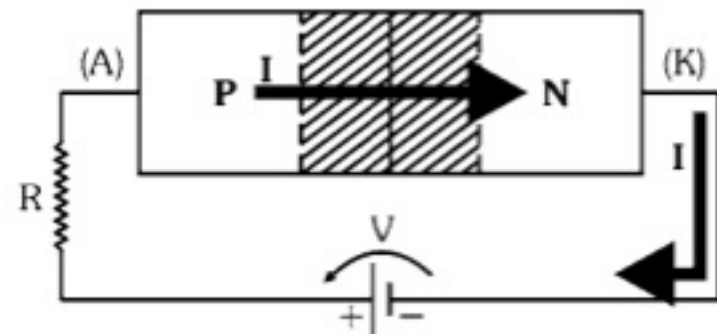


Figura 1.19 - Junção PN com polarização direta.

Assim, há facilidade para a circulação de corrente formada pelos portadores majoritários e seu valor pode ser mais ou menos intenso em função apenas da resistência limitadora R em série com o diodo. Essa corrente é denominada *corrente direta*.

O *diodo polarizado diretamente* comporta-se como uma *resistência muito baixa*, ou seja, é equivalente a um *curto-circuito*.

## 1.7. Curva Característica do Diodo

A Figura 1.20 representa a *curva característica* de um diodo de silício nas polarizações direta e reversa.

No primeiro quadrante, em que a corrente e a tensão são positivas, vemos a curva do diodo na *polarização direta*.

Enquanto a tensão sobre o diodo é menor do que a barreira de potencial (0,6V), a corrente é praticamente nula. A partir de 0,6V a corrente cresce muito, como se o diodo estivesse em curto.

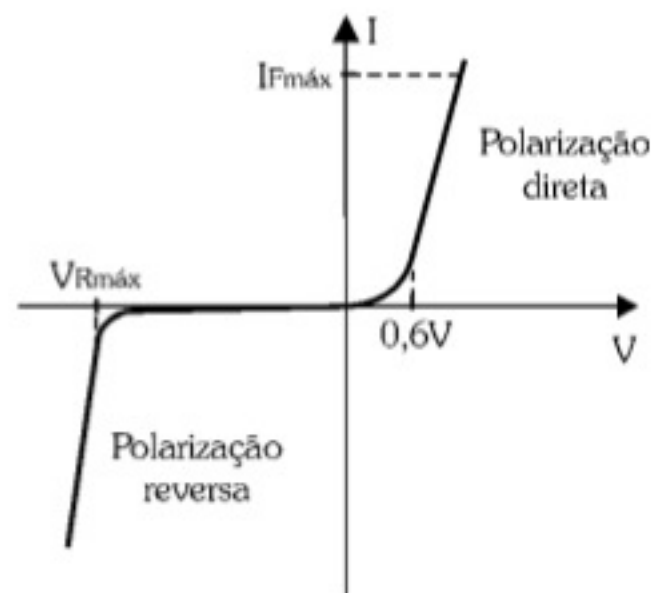


Figura 1.20 - Curva característica de um diodo de silício.

A corrente direta máxima  $I_{Fmáx}$  (do inglês *forward current*) dos diodos pode ser obtida nos manuais de seus fabricantes (*data sheet*) ou via Internet.

Se o diodo fosse de germânio, o aspecto da curva característica seria o mesmo, com exceção da barreira de potencial que seria de aproximadamente 0,3V.



Os diodos de silício são utilizados na maioria das aplicações, ficando os diodos de germânio praticamente restritos a alguns sistemas de modulação, na área de telecomunicações.

No terceiro quadrante, em que a corrente e a tensão são negativas, vemos a curva do diodo na *polarização reversa*.

A corrente reversa é muito pequena e cresce muito pouco com o aumento da tensão reversa. No entanto, há um valor de tensão denominado *tensão de ruptura* (*break down voltage*) que faz com que o diodo inicie um processo de condução reversa, tendo como resultado a sua ruptura.

A *tensão reversa de ruptura*  $V_{Rm\acute{a}x}$  (do inglês *reverse voltage* ou *break down voltage*) dos diodos também pode ser obtida nos manuais de seus fabricantes (*data sheet*) ou via Internet.

A curva característica do diodo pode ser fornecida pelo fabricante ou esboçada a partir do conhecimento da natureza do seu material (silício ou germânio) e das suas especificações  $I_{Fm\acute{a}x}$  e  $V_{Rm\acute{a}x}$ .

### Exercício Resolvido

Esboce a curva característica do diodo 1N4004, sabendo que ele é de silício e que suas principais especificações, obtidas em um manual, são:

- $I_{Fm\acute{a}x} = 1A$
- $V_{Rm\acute{a}x} = 400V$

A tensão de condução vale aproximadamente 0,6V, pois o diodo é de silício. A corrente  $I_{Fm\acute{a}x}$  corresponde à corrente direta máxima e vale 1A e  $V_{Rm\acute{a}x}$  é a tensão reversa máxima e vale 400V. O esboço da curva característica desse diodo está na Figura 1.21.

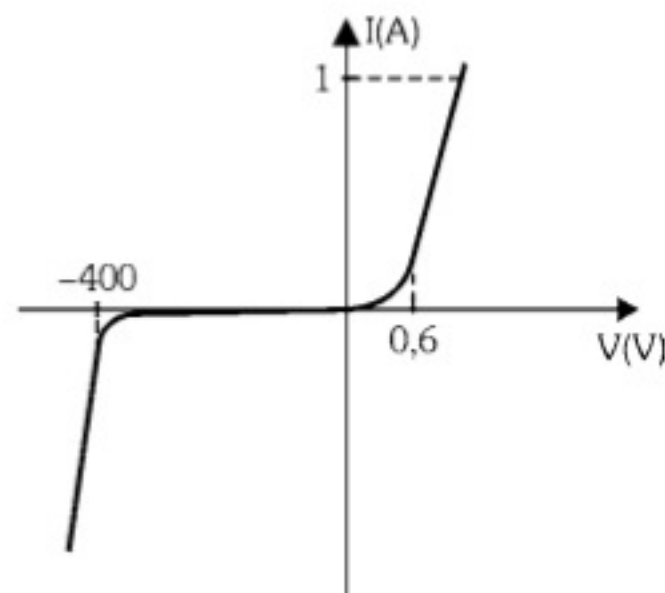


Figura 1.21 - Esboço da curva característica do diodo 1N4004.



## 1.8. Reta de Carga do Diodo

Para bem utilizarmos um diodo, é sempre importante levantarmos a sua *reta de carga*, com a qual determinamos o seu ponto de operação.

Consideremos o circuito apresentado na Figura 1.22.

Nesse circuito, o diodo encontra-se polarizado diretamente, pois seu anodo acha-se ligado ao polo positivo da bateria, e seu catodo, por meio do resistor R, ao polo negativo da bateria.

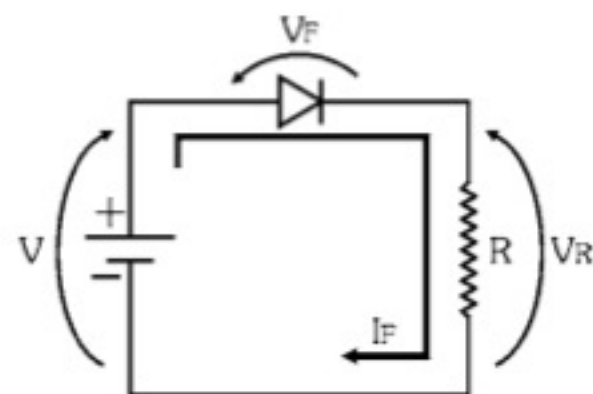


Figura 1.22 - Polarização direta de um diodo.

Sendo a tensão V da bateria maior do que a barreira de potencial do diodo ( $V > 0,6V$  para diodo de silício), garante-se a sua condução, de modo que a corrente  $I_F$  circula com o sentido indicado.

Uma parte da tensão da bateria fica sobre o diodo, cujo valor é  $V_F \cong 0,6V$ , e a outra parte fica sobre o resistor R de polarização, e seu valor é:

$$V_R = V - V_F$$

A corrente que atravessa o diodo, que é a mesma que atravessa o resistor, pode ser determinada pela aplicação da lei de Ohm no resistor, ou seja:

$$I_F = \frac{V_R}{R}$$

Essas duas expressões permitem determinar analiticamente o *ponto de operação* do diodo.

É possível também determinarmos graficamente o ponto de operação do diodo por meio de sua *curva característica* e da *reta de carga do circuito*.

Para traçarmos uma reta necessitamos de dois pontos. Por facilidade, escolhemos os pontos sobre os eixos do gráfico em que sempre uma das grandezas é nula.

Do circuito da Figura 1.22 determinamos com facilidade o valor de  $I_F$ , que é o valor máximo de corrente que circula pelo diodo quando a tensão sobre ele é nula, isto é, quando o diodo é considerado um curto e  $V_R = V$ .

Portanto,  $I_F = \frac{V}{R}$  (diodo em curto)



Do mesmo circuito determinamos a tensão  $V'_F$ , que é a tensão máxima sobre o diodo quando a corrente que o atravessa é nula, isto é, quando o diodo é considerado um circuito aberto e  $V_R=0$ .

Portanto,  $V'_F = V$  (diodo aberto)

De posse dos valores  $I'_F$  e  $V'_F$ , podemos traçar a reta de carga do circuito unindo esses dois pontos, conforme mostra a Figura 1.23.

O ponto Q de intersecção entre a reta de carga e a curva característica do diodo é o *ponto de operação* ou *ponto quiescente*. As suas coordenadas correspondem à tensão  $V_F$  e à corrente  $I_F$  de operação do diodo no circuito.

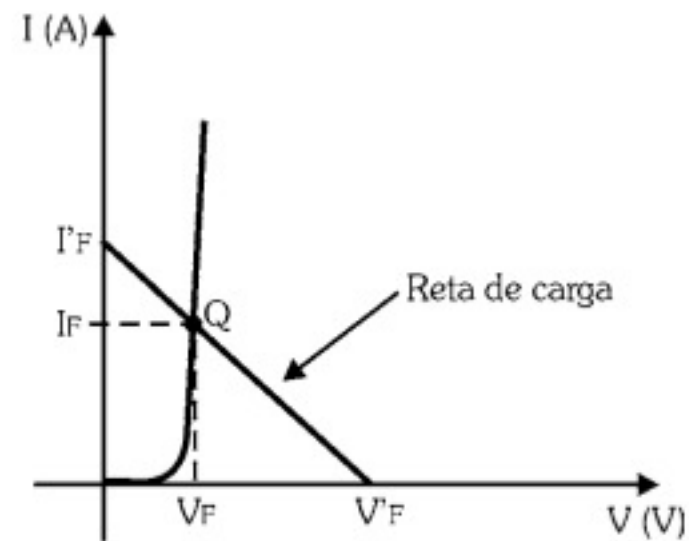


Figura 1.23 - Reta de carga e ponto quiescente.

### Exercício Resolvido

Considere o circuito da Figura 1.24 e a curva característica do diodo mostrada na Figura 1.25.

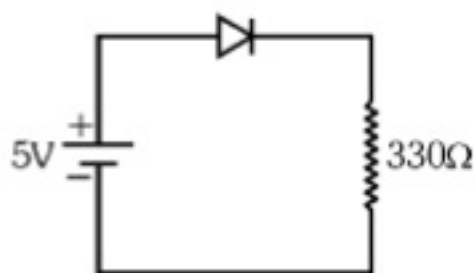


Figura 1.24 - Circuito com diodo.

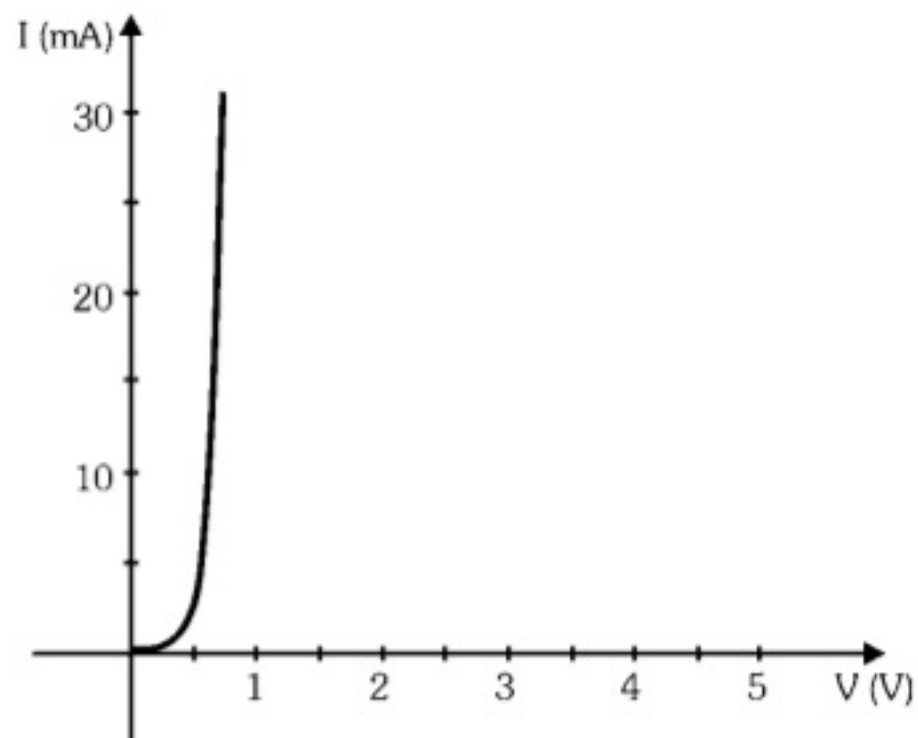


Figura 1.25 - Curva característica.



a) Determine o ponto de operação do diodo de forma analítica.

A tensão de operação do diodo vale aproximadamente  $V_F = 0,6V$

A tensão no resistor de polarização vale  $V_R = V - V_F = 5 - 0,6 \Rightarrow V_R = 4,4V$

A corrente de operação do diodo vale  $I_F = \frac{V_R}{R} = \frac{4,4}{330} \Rightarrow I_F = 13,33mA$

b) Determine o ponto de operação do diodo de forma gráfica.

Primeiramente, calcule os dois pontos para traçar a reta de carga:

▪ Corrente máxima no diodo:  $I'_F = \frac{V}{R} = \frac{5}{330} \Rightarrow I'_F \cong 15mA$

▪ Tensão máxima no diodo:  $V'_F = V \Rightarrow V'_F = 5V$

De posse desses valores, trace a reta de carga do circuito sobre a curva característica do diodo, obtendo o gráfico da Figura 1.26:

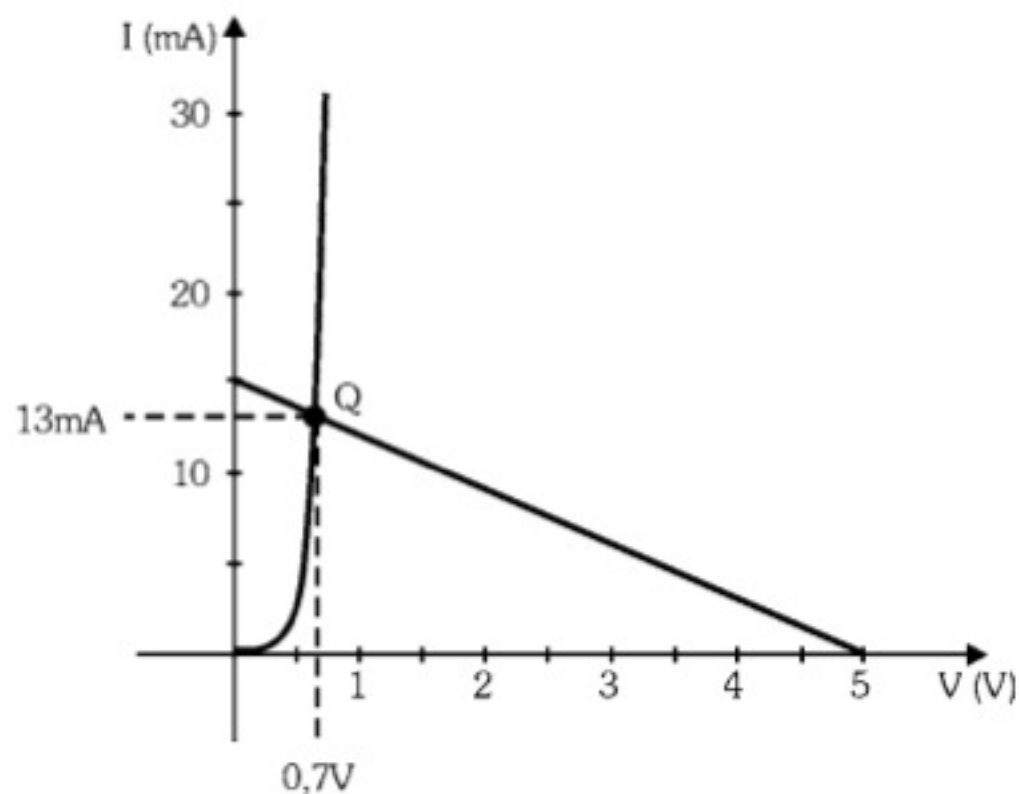


Figura 1.26 - Reta de carga e ponto quiescente.

Finalmente, obtenha o ponto de operação do diodo:

▪ Corrente de operação do diodo:  $I_F = 13mA$

▪ Tensão de operação do diodo:  $V_F = 0,7V$

Observe que os resultados obtidos nos itens **a** e **b** são muito próximos.



## 1.9. Efeito da Temperatura no Diodo

A junção PN, como já comentamos anteriormente, sofre influência da temperatura. A temperatura máxima do silício está por volta de  $150^{\circ}\text{C}$ , enquanto a do germânio acha-se por volta de  $100^{\circ}\text{C}$ .

Para cada aumento de  $1^{\circ}\text{C}$  na temperatura, a tensão direta no diodo diminui cerca de  $2,5\text{mV}$ , ou seja, a taxa de variação da tensão em função da temperatura é de aproximadamente  $-2,5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ .

A Figura 1.27 apresenta diversas curvas características de um diodo em polarização direta para diferentes temperaturas.

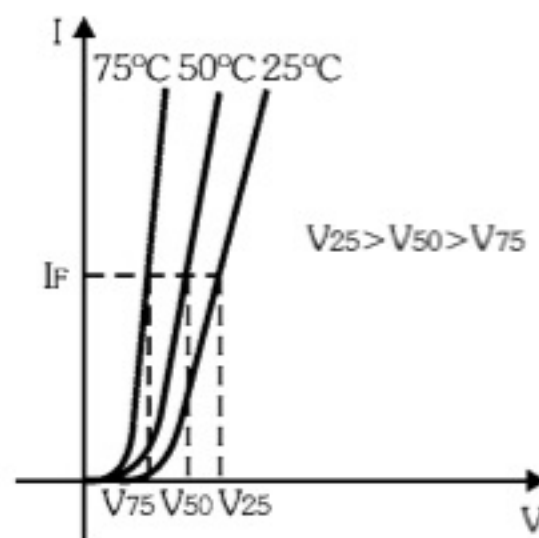


Figura 1.27 - Efeito da temperatura no diodo.

### Exercício Resolvido

Um diodo de silício apresenta, à temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$ , uma queda de tensão no sentido direto de  $V_{F1} = 0,6\text{V}$  com uma corrente de  $12\text{mA}$ . Se a corrente se mantiver constante, qual será a tensão direta resultante na temperatura  $115^{\circ}\text{C}$ ?

A variação da temperatura do diodo é:

$$\Delta T = T_2 - T_1 = 115 - 25 \Rightarrow \Delta T = 90^{\circ}\text{C}$$

Por meio da regra de três calcule a variação na tensão do diodo:

$$1^{\circ}\text{C} \quad \rightarrow \quad -2,5\text{mV}$$

$$90^{\circ}\text{C} \quad \rightarrow \quad \Delta V$$

$$\Delta V = 90 \times (-2,5 \cdot 10^{-3}) = -225\text{mV}$$

Portanto, a tensão direta  $V_{F2}$  no diodo em  $115^{\circ}\text{C}$  vale:

$$V_{F2} = V_{F1} + \Delta V = 0,6 - 0,225 \Rightarrow V_{F2} = 0,375\text{V}$$



## 1.10. Diodo Emissor de Luz - LED

*LED* é a sigla de *Light Emitting Diode*, que em português significa Diodo Emissor de Luz. Trata-se de um dispositivo optoeletrônico, pois ele *emite luz* quando é polarizado diretamente.

O princípio de funcionamento baseia-se na irradiação de energia que há quando elétrons do lado N cruzam a junção e se recombina com lacunas do lado P.

Nos diodos comuns, a energia irradiada é térmica, produzindo calor. Nos LEDs, por utilizarem elementos como o gálio (Ga), arsênio (As) e o fósforo (P) em sua fabricação, a energia irradiada é eletromagnética, produzindo luz, conforme ilustra a Figura 1.28.

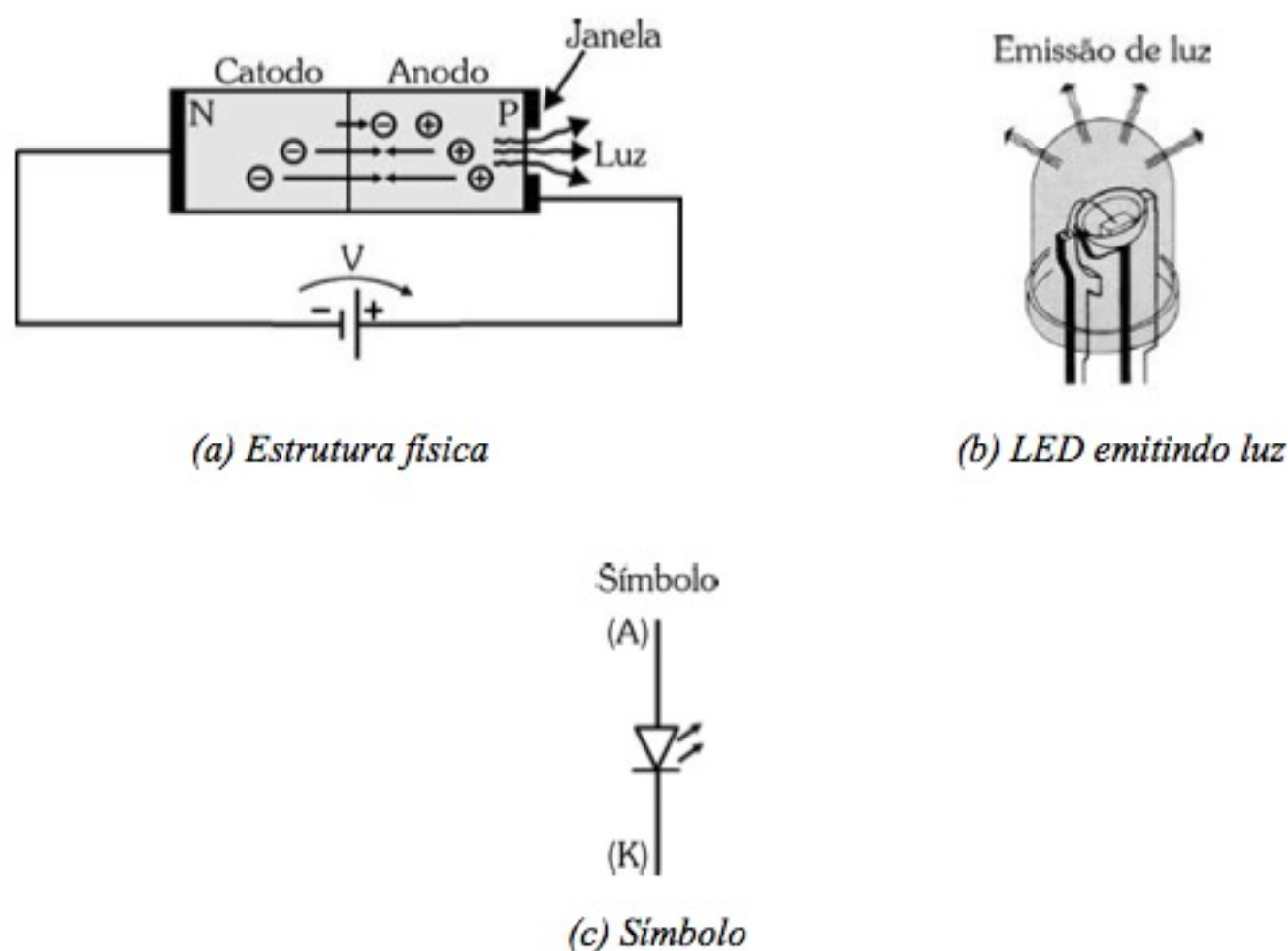


Figura 1.28 - LED - diodo emissor de luz.

A curva característica do LED é muito semelhante à do diodo retificador, mas a ordem de grandeza das tensões e correntes de operação é diferente.

A *tensão de condução*, que nos diodos retificadores de silício é da ordem de 0,6V, nos LEDs vale em torno de 2V. A *corrente direta máxima* ( $I_{Fmáx}$ ) é da ordem de dezenas de miliampères e a *tensão reversa máxima* ( $V_{Rmáx}$ ) é da ordem de unidades a algumas dezenas de volts.

Além dessas especificações, é comum os manuais fornecerem uma condição de operação que garanta ao LED a emissão de luz com intensidade adequada. Essa condição é apresentada na forma  $V_F @ I_F$ .



Comercialmente, são encontrados LEDs de diversos aspectos e modelos internos.

Os LEDs mais comuns têm um aspecto similar ao apresentado na Figura 1.28(b) com diâmetros de 3, 5 e 10 mm, nas cores vermelha, verde e amarela.

Há também LEDs com esse mesmo aspecto, encapsulamento transparente, mas emitindo nas cores vermelha, verde, azul e branca com *alto brilho*.

Finalmente, há os LEDs infravermelhos, cujo comprimento de onda não é visível a olho nu, sendo muito utilizados, por exemplo, como transmissores de sinais de dados em fibras ópticas em barreiras ópticas.

Um outro modelo de LED é o *bicolor*. Ele é fabricado com *dois* e *três* terminais, conforme mostra a Figura 1.29.



Figura 1.29 - LEDs bicolors.

A aplicação básica do LED é como *dispositivo de sinalização*. Nesse caso, ele deve ser ligado a uma fonte de alimentação  $V_{CC}$  em série com um resistor limitador de corrente  $R$ , como mostra a Figura 1.30.

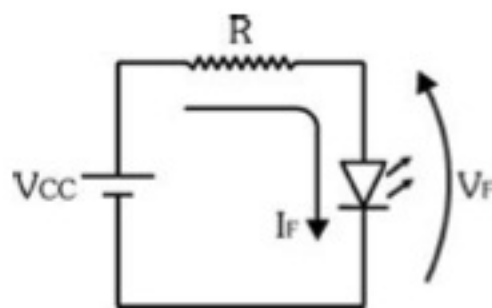


Figura 1.30 - Polarização do LED.

O resistor limitador de corrente  $R$  pode ser determinado a partir das especificações de operação do LED e da fonte  $V_{CC}$ :

$$R = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F}$$



## Exercício Resolvido

Determine o resistor R para polarizar o LED, conforme o circuito em seguida.

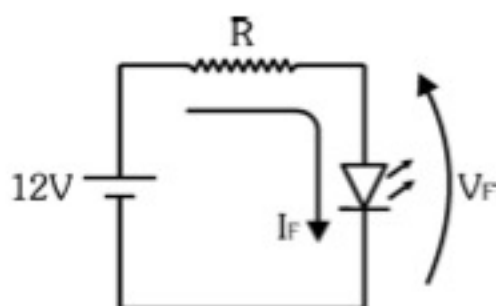


Figura 1.31 - Polarização do LED.

Especificações do LED:

- Cor: vermelha
- Diâmetro: 5 mm
- Operação:  $V_F = 1,7 \text{ V} @ I_F = 10 \text{ mA}$
- $I_{F\text{máx}} = 50 \text{ mA}$
- $V_{R\text{máx}} = 5 \text{ V}$

$$R = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} \Rightarrow R = \frac{12 - 1,7}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R = 1030 \Omega$$

Valor comercial adotado:  $R = 1 \text{ k}\Omega$

## 1.11. Exercícios Propostos

1.1) Associe as informações das colunas I, II, III e IV referentes às características dos tipos de semicondutor:

| I            | II                   | III                     | IV                      |
|--------------|----------------------|-------------------------|-------------------------|
| Semicondutor | Dopagem com Impureza | Portadores Majoritários | Portadores Minoritários |
| a) N         | a) trivalente        | a) elétrons             | a) elétrons             |
| b) P         | b) pentavalente      | b) lacunas              | b) lacunas              |

1.2) Associe as informações das colunas I e II referentes à junção PN:

| I              | II               |
|----------------|------------------|
| Lado da Junção | Nome do Terminal |
| a) N           | a) anodo         |
| b) P           | b) catodo        |

1.3) Esboce a curva característica dos diodos 1N4002 e 1N4148 a partir das especificações:

$$\begin{array}{l}
 1N4002 \left\{ \begin{array}{l} \text{Silício} \\ I_{F\text{máx}} = 1\text{A} \\ V_{R\text{máx}} = 100\text{V} \end{array} \right.
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{l}
 1N4148 \left\{ \begin{array}{l} \text{Silício} \\ I_{F\text{máx}} = 75\text{mA} \\ V_{R\text{máx}} = 100\text{V} \end{array} \right.
 \end{array}$$



- 1.4) Considere o circuito da Figura 1.32 e a curva característica do diodo mostrada na Figura 1.33.

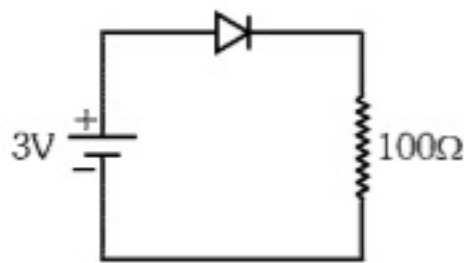


Figura 1.32 - Circuito com diodo.

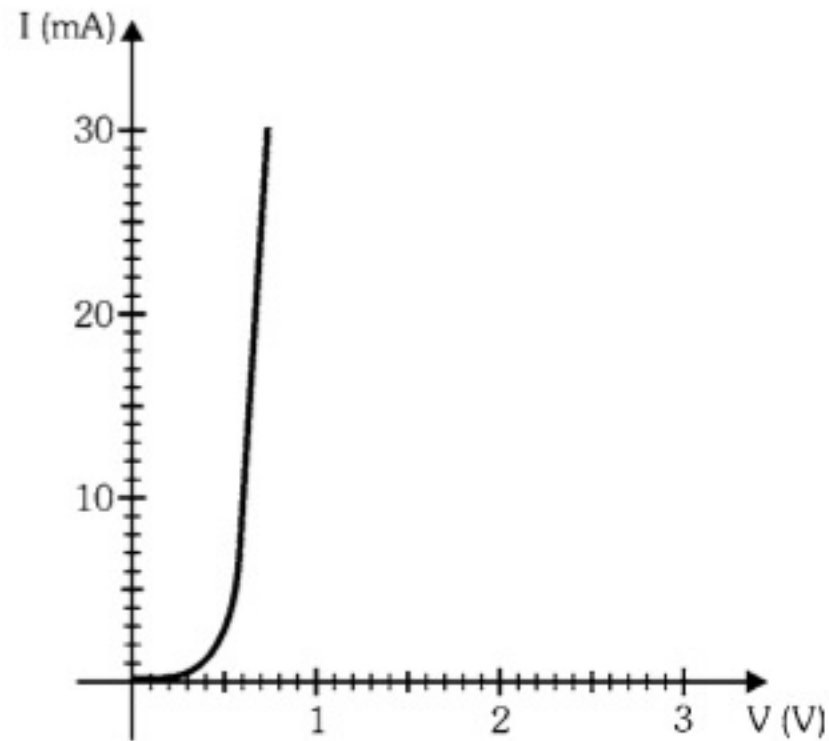


Figura 1.33 - Curva característica.

Determine o ponto de operação do diodo pelas formas:

- a) analítica;
  - b) gráfica.
- 1.5) Um diodo de silício apresenta, à temperatura de  $20^{\circ}\text{C}$ , uma queda de tensão no sentido direto de  $V_{F1} = 0,62\text{V}$  com uma corrente de  $25\text{mA}$ . Se a corrente se mantiver constante, qual será a tensão direta  $V_{F2}$  e  $V_{F3}$  resultante, respectivamente, nas temperaturas  $0^{\circ}\text{C}$  e  $100^{\circ}\text{C}$ ?
- 1.6) Determine o resistor de polarização (valor comercial) de um LED de 3mm, verde e especificado para operar com  $V_F = 1,9\text{V}$  @  $I_F = 2\text{mA}$  usando uma fonte de alimentação de 5V.



## CIRCUITOS RETIFICADORES

### 2.1. Introdução

Os circuitos retificadores são conversores estáticos de energia elétrica. Há dois tipos básicos de conversão, conforme indicam as Figuras 2.1(a) e 2.1(b).

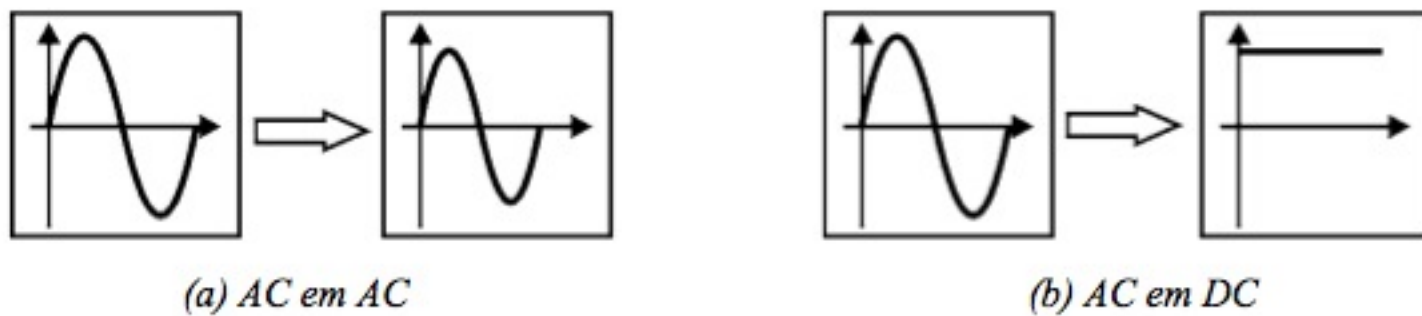


Figura 2.1 - Tipos de conversão de energia elétrica.

A conversão da corrente alternada (AC) em corrente alternada (AC) é feita por meio de *transformadores*. Essa conversão é útil quando se deseja aumentar ou reduzir a tensão da rede de alimentação.

A conversão da corrente alternada (AC) em corrente contínua (DC) pode ser realizada por meio de um ou mais *diodos retificadores*.

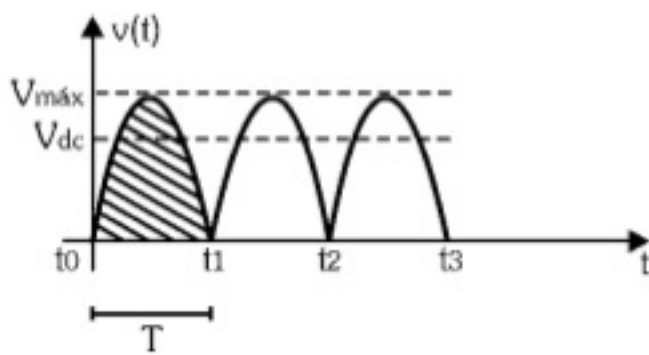
Os circuitos retificadores constituem a primeira etapa de uma fonte de alimentação. São compostos basicamente por diodos retificadores, que geralmente são alimentados por um transformador.

#### 2.1.1. Valor Médio de Sinal Periódico

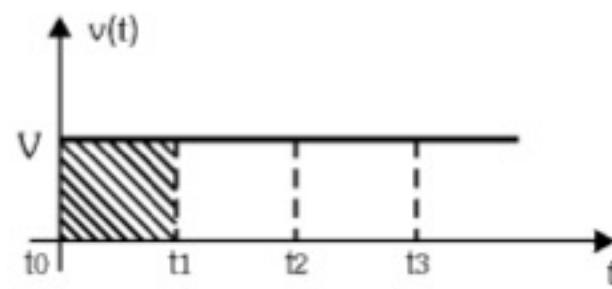
O *valor médio* de uma função variável e periódica, considerando o intervalo de tempo equivalente ao período  $T$ , é um valor constante cuja área, para o mesmo intervalo de tempo, tem o mesmo valor da área do sinal periódico, como no exemplo da Figura 2.2.

Por isso a sua denominação usual é  $V_{dc}$ .





(a) Função periódica



(b) Gráfico do valor médio equivalente

Figura 2.2 - Equivalência gráfica para valor médio.

Matematicamente, o *valor médio de uma função periódica* (tensão e corrente) pode ser obtido pelas expressões matemáticas seguintes:

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} v(t) dt \quad \text{e} \quad I_{dc} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} i(t) dt$$

Estas expressões utilizam a operação matemática denominada *integral*. No entanto, como este livro pretende dar um tratamento bem objetivo aos assuntos abordados, não realizamos demonstrações matemáticas desnecessárias. Neste caso, nos restringimos a apresentar as fórmulas de tensão e corrente médias referentes às três formas de onda que nos interessam, conforme a tabela seguinte.

| Sinal Senoidal          | Sinal Retificado Meia Onda     | Sinal Retificado Onda Completa         |
|-------------------------|--------------------------------|--|
| <p>Figura 2.3</p>       | <p>Figura 2.4</p>              | <p>Figura 2.5</p>                      |
| <b>Tensões Médias</b>   |                                |  |
| $V_{dc} = 0$            | $V_{dc} = \frac{V_{máx}}{\pi}$ | $V_{dc} = \frac{2 \cdot V_{máx}}{\pi}$ |
| <b>Correntes Médias</b> |                                |  |
| $I_{dc} = 0$            | $I_{dc} = \frac{I_{máx}}{\pi}$ | $I_{dc} = \frac{2 \cdot I_{máx}}{\pi}$ |



### 2.1.2. Valor Eficaz de Sinal Periódico

Antes de apresentar as fórmulas dos valores eficazes de tensão e corrente, é interessante conceituar esse tipo de medida.

A Figura 2.6 apresenta a forma de onda de uma corrente periódica senoidal  $i(t)$  de período  $T$ . Essa corrente atravessa uma resistência  $R$  durante um intervalo de tempo conforme a Figura 2.7.

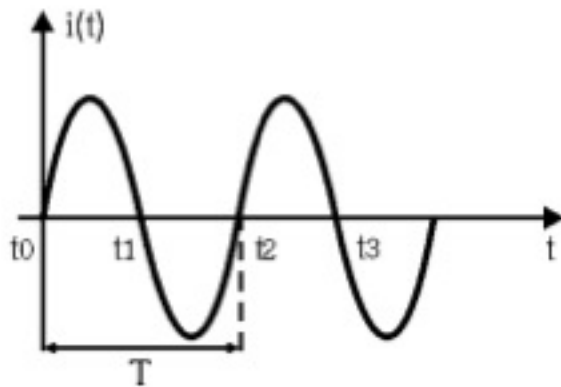


Figura 2.6 - Corrente senoidal.

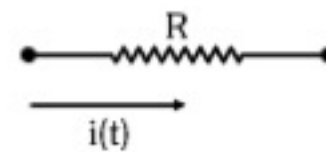


Figura 2.7 - Resistência elétrica.

Consideremos que essa resistência esteja dissipando uma potência média  $P$ .

A mesma resistência  $R$  pode ser submetida a uma corrente contínua  $I$ , fazendo com que ela dissipe a mesma potência  $P$ , conforme indica a Figura 2.8.

O que se pode dizer é que o valor efetivo da corrente periódica  $i(t)$  deve ser igual ao valor da corrente contínua  $I$  para que a potência dissipada em  $R$  seja a mesma.

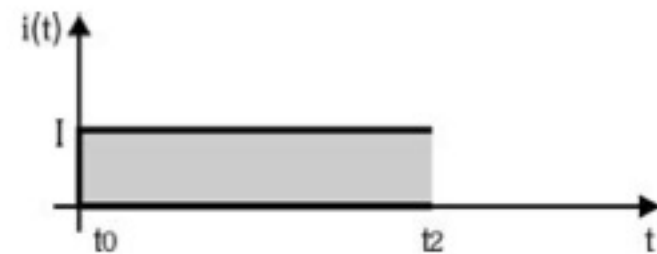


Figura 2.8 - Potência  $P$  na resistência elétrica.

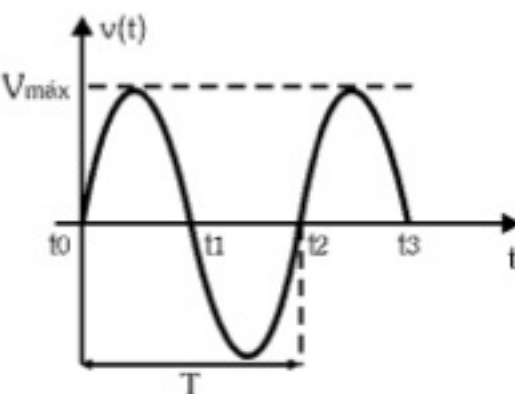
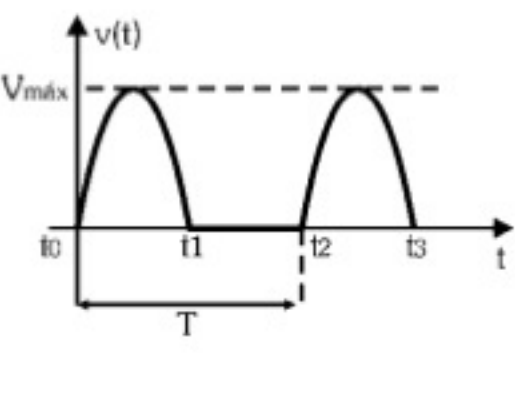
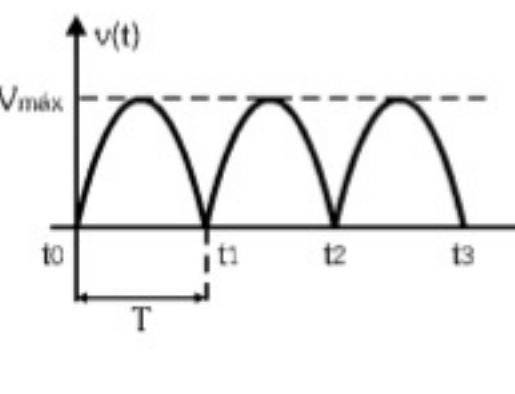
O valor efetivo da corrente  $i(t)$  é denominado corrente RMS (*Root Mean Square* - Raiz Média Quadrática) ou simplesmente *corrente eficaz*.

Matematicamente, o *valor eficaz* de uma função periódica (tensão e corrente) pode ser obtido pelas expressões matemáticas seguintes:

$$V_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_2} v(t)^2 dt} \quad \text{e} \quad I_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_2} i(t)^2 dt}$$

Da mesma forma que fizemos para a análise de valor médio, nos restringimos a apresentar as fórmulas de tensão e corrente eficazes referentes às três formas de onda que nos interessam, de acordo com a tabela seguinte.



| Sinal Senoidal  | Sinal Retificado Meia Onda  | Sinal Retificado Onda Completa   |
|---|---|--|
|  <p>Figura 2.9</p> |  <p>Figura 2.10</p> |  <p>Figura 2.11</p> |
| <b>Tensões Eficazes</b>   |   |  |
| $V_{ef} = \frac{V_{máx}}{\sqrt{2}}$   | $V_{ef} = \frac{V_{máx}}{2}$  | $V_{ef} = \frac{V_{máx}}{\sqrt{2}}$  |
| <b>Correntes Eficazes</b>   |   |  |
| $I_{ef} = \frac{I_{máx}}{\sqrt{2}}$   | $I_{ef} = \frac{I_{máx}}{2}$  | $I_{ef} = \frac{I_{máx}}{\sqrt{2}}$  |

## 2.2. Transformadores

### 2.2.1. Princípios Básicos

Como já é de nosso conhecimento, a rede elétrica fornece um valor fixo de tensão eficaz.

O aumento ou a redução desse valor para adequá-lo às necessidades de um projeto é feito por intermédio de um *transformador*, como o exibido na Figura 2.12.

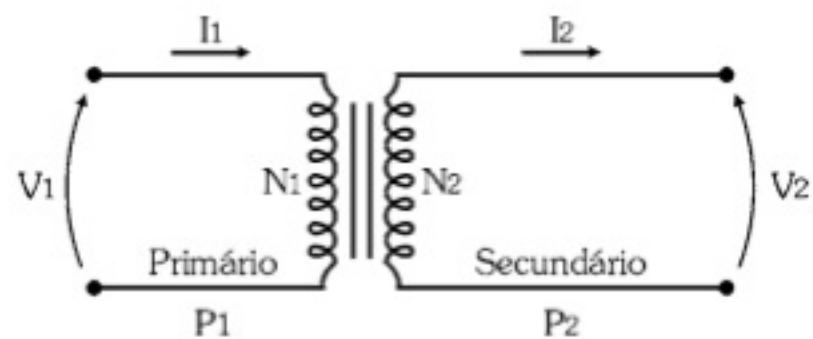


Figura 2.12 - Transformador.

A figura mostra a configuração mais simples de transformador, de onde podemos tirar as principais grandezas elétricas envolvidas:

- $V_1$  = tensão eficaz de alimentação
- $N_1$  = número de espiras do primário
- $I_1$  = corrente eficaz no primário
- $P_1$  = potência do primário
- $V_2$  = tensão eficaz desejada
- $N_2$  = número de espiras do secundário
- $I_2$  = corrente eficaz no secundário
- $P_2$  = potência do secundário



O princípio de funcionamento é relativamente simples. Ao aplicar ao primário do transformador uma tensão variável no tempo, ela produz também uma corrente variável e um fluxo magnético variável. Esse fluxo induz uma tensão no secundário, cuja amplitude pode ser maior, menor ou igual à amplitude da tensão do primário, dependendo unicamente da relação de espiras (para o caso do transformador ideal).

O transformador ideal é aquele cuja potência transferida para o secundário é igual à potência desenvolvida no primário, ou seja,  $P_1 = P_2$ . Esse transformador obedece às seguintes leis:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$P_1 = V_1 \cdot I_1$$

$$P_2 = V_2 \cdot I_2$$

No transformador ideal, como a potência do primário é igual à do secundário, se a tensão do primário for maior que a do secundário, a corrente no primário será menor que a do secundário.

Nos transformadores reais, a potência que o primário transfere ao secundário é menor, devido a diversos tipos de perdas que ocorrem nos enrolamentos e no núcleo do transformador.

Geralmente, a especificação de um transformador é dada pelas tensões de entrada e de saída e pela capacidade máxima de corrente de saída. Alguns fabricantes, em lugar da corrente de saída, fornecem a potência máxima de saída em watt (W) ou em volt-ampère (VA).

Quanto maior for a capacidade de corrente de um transformador, maior é o seu custo.

## 2.2.2. Configurações dos Transformadores

Os transformadores podem ser construídos segundo várias configurações. A seguir, apresentamos as mais comuns para utilização em fontes de alimentação, pois este é um dos principais assuntos do livro.

### Transformador Simples

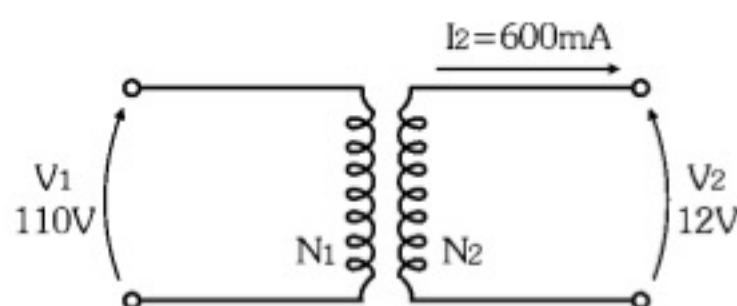


Figura 2.13 - Transformador simples.

A Figura 2.13 apresenta um exemplo de *transformador simples*, isto é, com um único enrolamento primário especificado para operar com tensão de 110V e um único enrolamento secundário que fornece 12V com capacidade de corrente de até 600mA.



## Exercício Resolvido

Considere o transformador da Figura 2.13 ideal e determine:

a) a potência máxima que ele pode fornecer a uma carga.

$$P_2 = V_2 \cdot I_2 = 12 \cdot 0,6 \Rightarrow P_2 = 7,2W$$

b) a menor resistência de carga que pode ser ligada no secundário.

$$R_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{12}{0,6} \Rightarrow R_2 = 20\Omega$$

c) a corrente no primário na condição de máxima potência.

$$\text{A potência no primário vale: } P_1 = P_2 \Rightarrow P_1 = 7,2W$$

Portanto, a corrente no primário pode ser determinada por:

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1} = \frac{7,2}{110} \Rightarrow I_1 = 65,45mA$$

## Transformador com Derivação no Primário

A Figura 2.14(a) apresenta um exemplo de *transformador com derivação no primário*, de modo que nele podem ser aplicadas as tensões 110V ou 220V. A tensão de saída é sempre 12V.

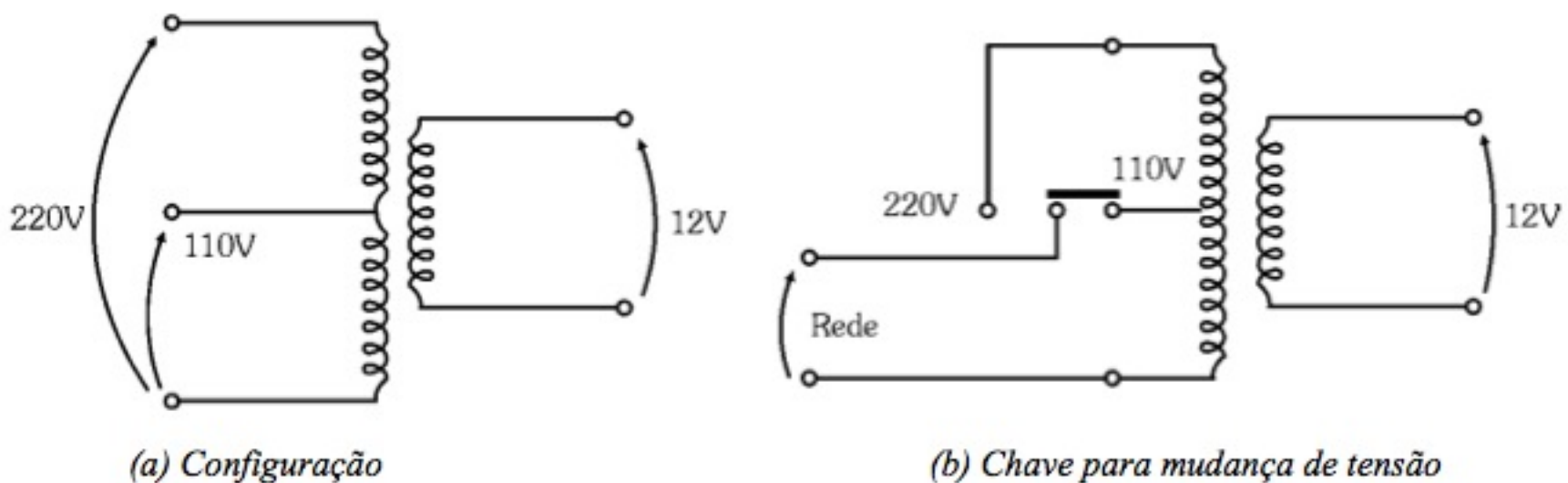


Figura 2.14 - Transformador com derivação no primário.

A Figura 2.14(b) mostra como uma chave de três polos e duas posições pode ser ligada para permitir a mudança da tensão de alimentação do transformador.



## Transformador com Primários Independentes

A Figura 2.15(a) apresenta um exemplo de *transformador com primários independentes* e ligados em série para que a tensão de alimentação possa ser de 220V.

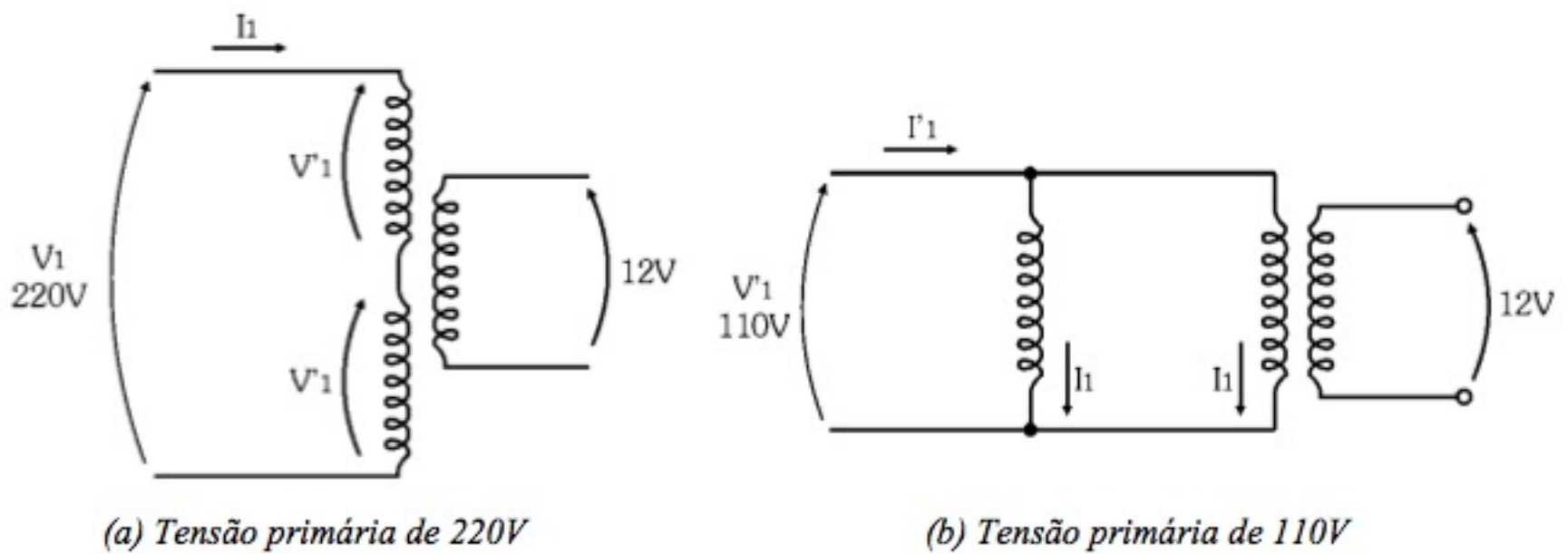


Figura 2.15 - Transformador com primários independentes.

A Figura 2.15(b) apresenta o mesmo transformador com os dois primários independentes ligados em paralelo para que a tensão de alimentação possa ser de 110V.

A tensão  $V_1$  é o dobro de  $V'_1$ , mas a corrente  $I_1$  é a metade de  $I'_1$ , de modo que, independente da configuração usada no primário para alimentar uma carga, o transformador opera com a mesma potência.

Para que a mudança de tensão possa ser realizada por uma chave, ela deve ser de seis polos e duas posições (chave H-H), sendo o circuito de chaveamento como o da Figura 2.16.

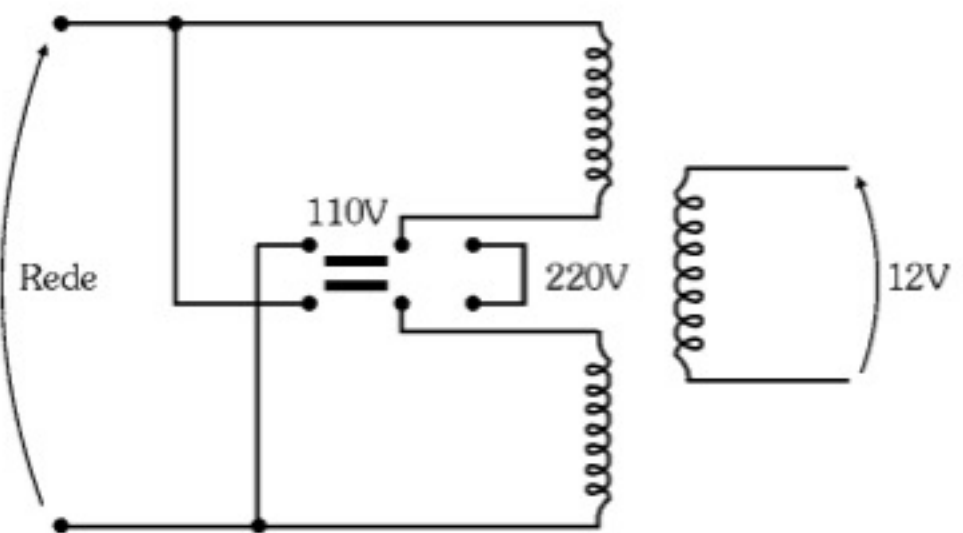


Figura 2.16 - Chave para a mudança de tensão.

## Transformador com Derivação no Secundário

A Figura 2.17 apresenta um exemplo de *transformador com derivação no secundário*. A tensão de entrada (110V) produz duas tensões iguais na saída (12 + 12V) ou uma tensão de 24V se usarmos os terminais extremos do secundário.



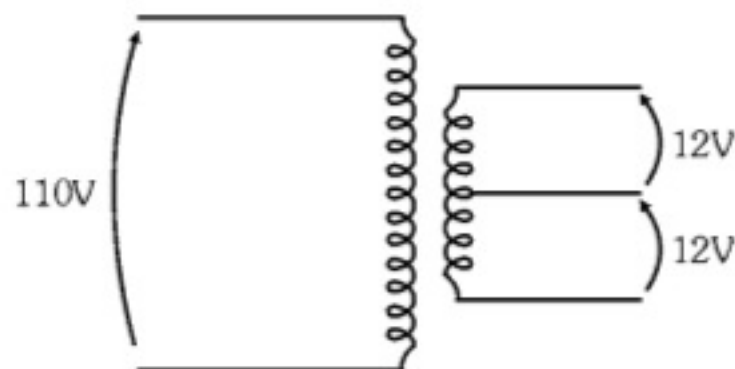


Figura 2.17 - Transformador com derivação no secundário.

## 2.3. Circuitos Retificadores

Dos principais dispositivos e circuitos que fazem parte de uma fonte de alimentação, um é o transformador. Conforme vimos, ele converte a tensão AC de entrada em uma outra tensão AC com valor compatível com o projeto desejado. A segunda etapa é o *circuito retificador* cujo objetivo principal é converter a tensão AC proveniente do transformador em tensão DC.

### 2.3.1. Retificador de Meia Onda

A Figura 2.18 apresenta um *circuito retificador de meia onda* com carga resistiva.

Quando o potencial do anodo do diodo é positivo em relação ao catodo, ele conduz a corrente.

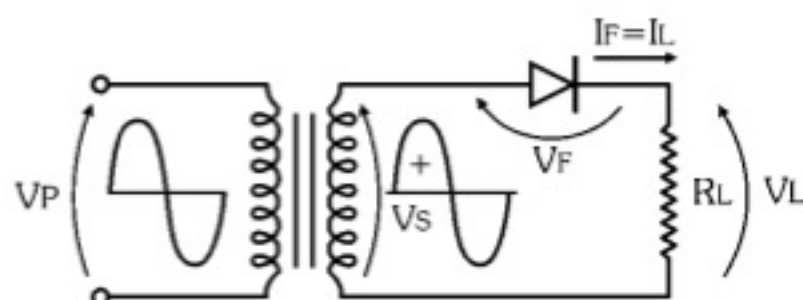


Figura 2.18 - Retificador de meia onda.

Isso é o que ocorre durante o semiciclo positivo da tensão do secundário do transformador.

Durante esse semiciclo, a corrente que circula pelo diodo ( $I_F$ ) é a mesma que circula pela carga ( $I_L$ ). Portanto, o semiciclo positivo da tensão do secundário do transformador ( $V_S$ ) transfere-se para a carga ( $V_L$ ), conforme indica a Figura 2.19 nos intervalos de  $t_0$  a  $t_1$ ,  $t_2$  a  $t_3$  etc.

Enquanto o diodo conduz, a queda de tensão sobre ele é da ordem de 0,6V (diodo de silício). Assim, a tensão real na carga é:

$$V_L = V_S - 0,6$$

A tensão no diodo pode ser desprezada quando o seu valor for muito menor do que  $V_{m\acute{a}x}$ .



## Formas de Onda

A Figura 2.19 mostra as formas de onda no circuito retificador de meia onda, no qual é desprezada a queda de tensão no diodo.

No semiciclo negativo da tensão do secundário, o diodo não conduz por estar reversamente polarizado, pois o seu anodo encontra-se com potencial negativo em relação ao do catodo.

Nesse caso não há tensão na carga nem corrente circulando por ela, de modo que a tensão do secundário do transformador fica aplicada reversamente aos terminais do diodo, que deve suportá-la, conforme vemos no gráfico de  $V_F$  da Figura 2.19 nos intervalos de  $t_1$  a  $t_2$ ,  $t_3$  a  $t_4$  etc.

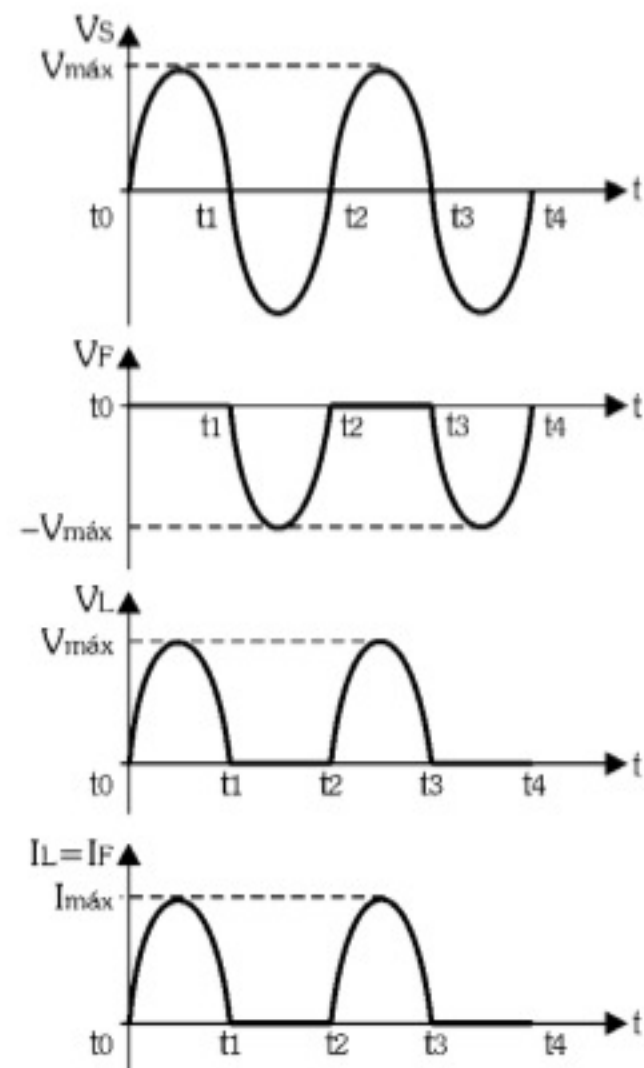


Figura 2.19 - Formas de onda no retificador de meia onda.

Assim, no *circuito retificador de meia onda*, temos:

Tensão média na carga:

$$V_{dc} = \frac{V_{máx}}{\pi}$$

Corrente média na carga e no diodo:

$$I_{dc} = \frac{I_{máx}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga:

$$V_{ef} = \frac{V_{máx}}{2}$$

Corrente eficaz na carga e no diodo:

$$I_{ef} = \frac{I_{máx}}{2}$$

As *especificações do diodo* para assegurar o seu correto funcionamento devem ser:

$$I_{Fmáx} > \frac{I_{máx}}{\pi} \quad \text{e} \quad V_{Rmáx} > V_{máx}$$



### 2.3.2. Retificador de Onda Completa com Ponto Neutro

A Figura 2.20 apresenta um *circuito retificador de onda completa com ponto neutro e carga resistiva*.

Inicialmente vejamos como se comporta o secundário de um transformador com derivação central em ponto neutro.

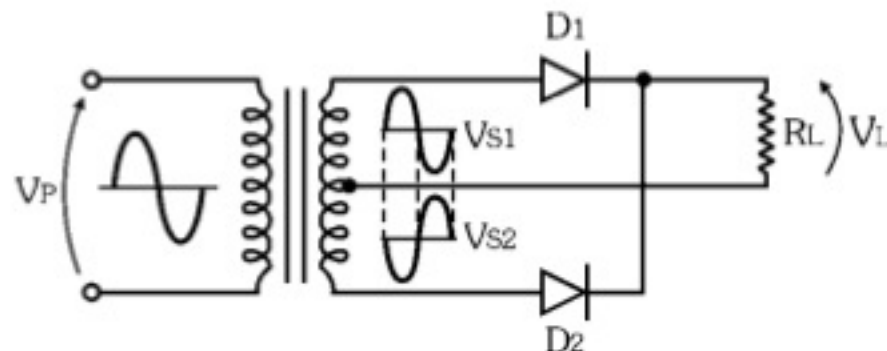


Figura 2.20 - Retificador de onda completa com ponto neutro.

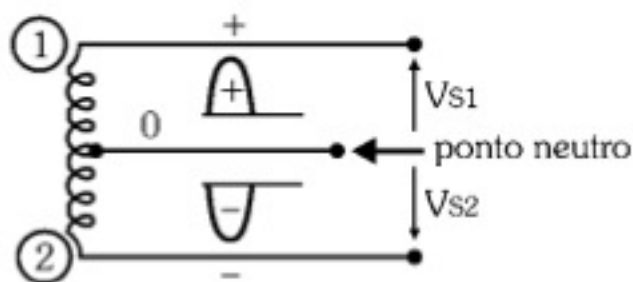


Figura 2.21 - Semiciclo positivo.

Ligando a derivação central do secundário ao potencial zero do circuito (*ponto neutro*) e estando a tensão do primário no semiciclo positivo, o ponto 1 do secundário tem potencial positivo em relação ao ponto neutro. O ponto 2 tem potencial negativo, como mostra a Figura 2.21.

Quando a polaridade da tensão do primário muda para negativa, o ponto 1 do secundário passa a ter potencial negativo em relação ao ponto neutro e o ponto 2 passa a ter potencial positivo, conforme a Figura 2.22.

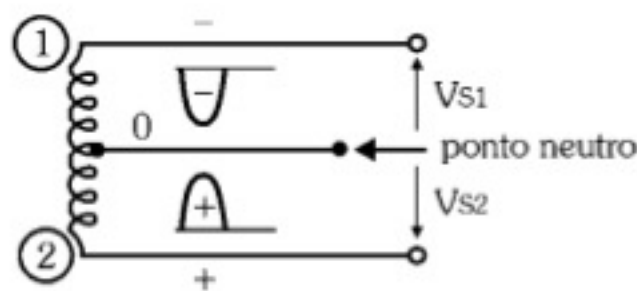


Figura 2.22 - Semiciclo negativo.

Logo, podemos concluir que as formas de onda de  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$  têm o mesmo valor eficaz, mas estão sempre defasadas de  $180^\circ$  entre si, como mostram os gráficos da Figura 2.23.



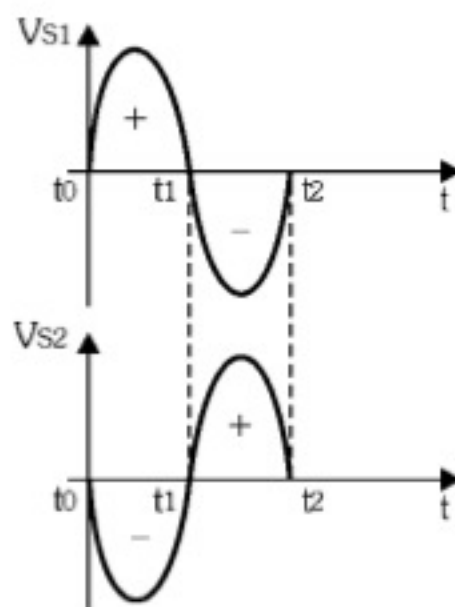


Figura 2.23 - Formas de onda no secundário do transformador com ponto neutro.

Voltemos, então, à análise do circuito retificador.

Quando a tensão no primário está no semiciclo positivo, a tensão  $V_{S1}$  do secundário também está, de modo que o diodo  $D_1$  tem seu anodo positivo e, assim, conduz, como mostra a Figura 2.24.

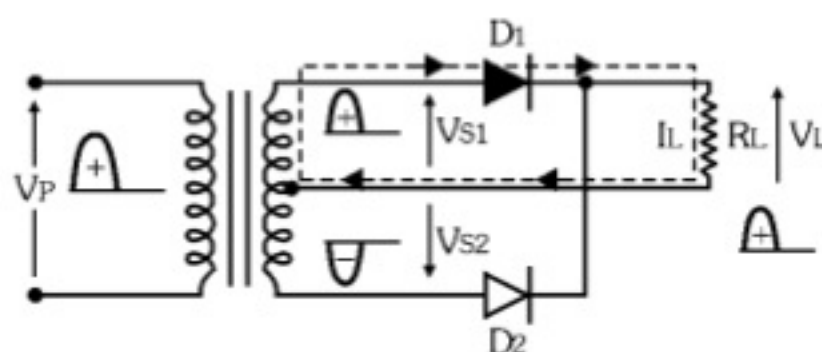


Figura 2.24 - Semiciclo positivo no primário.

Simultaneamente, a tensão  $V_{S2}$  está negativa, polarizando reversamente o diodo  $D_2$ , fazendo com que ele se comporte como um circuito aberto, não conduzindo.

Na carga  $R_L$ , a corrente circula no sentido de cima para baixo. A tensão é igual a  $V_{S1}$  com a polaridade indicada na Figura 2.24, ou seja, com potencial positivo no seu terminal superior.

Quando a tensão no primário passa para o semiciclo negativo, a tensão  $V_{S1}$  também está negativa, polarizando reversamente o diodo  $D_1$ , fazendo com que ele se comporte como um circuito aberto, não conduzindo, como indica a Figura 2.25.

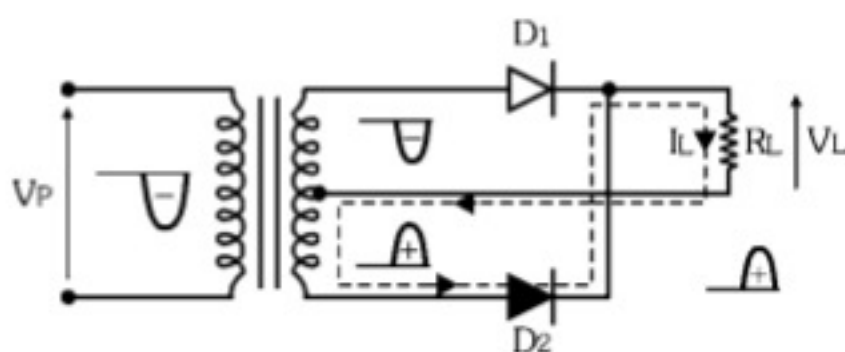


Figura 2.25 - Semiciclo negativo no primário.

Simultaneamente, a tensão  $V_{S2}$  do secundário está positiva, fazendo com que o diodo  $D_2$  esteja com o anodo positivo e, portanto, conduzindo.

Na carga  $R_L$ , novamente a corrente circula no sentido de cima para baixo, mas a tensão é igual a  $V_{S2}$ , com a polaridade igual à situação anterior, isto é, com potencial positivo no seu terminal superior.



Nesse circuito, a tensão na carga também é 0,6V menor que a do secundário do transformador, portanto a tensão real na carga é:

$$V_L = V_{S1} - 0,6 = V_{S2} - 0,6$$

Se a tensão no diodo for muito menor do que  $V_{m\acute{a}x}$ , ela pode ser desprezada.

Nesse circuito, cada diodo conduz somente meio ciclo de onda, exatamente como no retificador de meia onda. A carga conduz corrente nos dois semiciclos e no mesmo sentido de modo que, nela, a tensão e a corrente são contínuas, e não mais alternadas, porém pulsantes.

### Tensão Reversa sobre os Diodos

Nesse circuito, a tensão reversa de pico sobre cada diodo é o dobro da tensão de pico de cada metade do secundário, isto é,  $V_{R1m\acute{a}x} = V_{R2m\acute{a}x} = 2 \cdot V_{S1m\acute{a}x} = 2 \cdot V_{S2m\acute{a}x}$ .

Para compreendermos o motivo disso, vamos analisar o comportamento do secundário do transformador no intervalo de tempo em que  $D_1$  está conduzindo (curto-circuito) e  $D_2$  está cortado (aberto), conforme mostra a Figura 2.26.

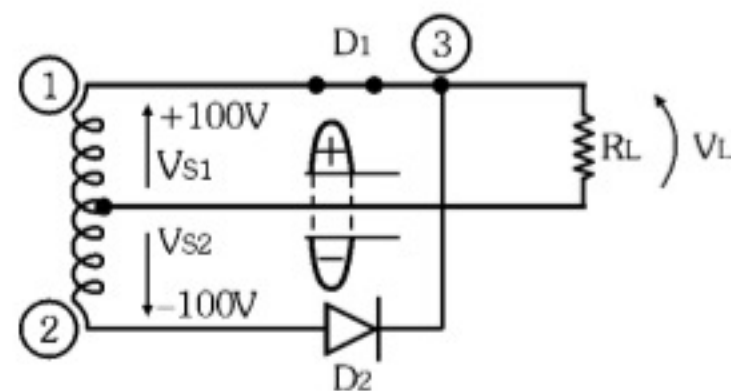


Figura 2.26 - Tensão reversa nos diodos.

Suponhamos que as tensões de pico de  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$  sejam 100V. Nesse intervalo de tempo, a tensão de pico na carga é também igual a 100V.

Como o diodo  $D_1$  está conduzindo, ou seja, comporta-se como um curto-circuito, os pontos 1 e 3 têm o mesmo potencial de +100V no instante de pico, sendo esse potencial aplicado ao catodo do diodo  $D_2$ .

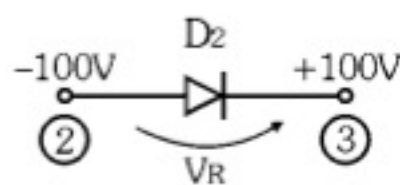


Figura 2.27 - Tensão reversa em  $D_2$ .

Nesse mesmo instante, o potencial de pico do ponto 2 e, portanto, do anodo de  $D_2$ , vale -100V. A diferença de potencial reversa sobre esse diodo é igual a 200V, conforme ilustra a Figura 2.27.

O mesmo ocorre com o diodo  $D_1$  quando ele estiver cortado.

### Formas de Onda

A Figura 2.28 mostra as formas de onda no circuito retificador de onda completa com ponto neutro.



$I_{F1}$  e  $I_{F2}$  são as correntes que circulam, respectivamente, nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

A tensão de saída  $V_L$  sobre a carga  $R_L$  tem a forma de onda composta pelos dois semiciclos, sendo denominada *tensão contínua pulsante*. O seu valor de pico é  $V_{m\acute{a}x}$ , que se refere à tensão da metade do secundário.

Assim, no *circuito retificador de onda completa com ponto neutro*, temos:

Tensão média na carga: 
$$V_{dc} = \frac{2 \cdot V_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Corrente média na carga: 
$$I_{dc} = \frac{2 \cdot I_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga: 
$$V_{ef} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

Corrente eficaz na carga: 
$$I_{ef} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

Corrente média nos diodos: 
$$I_{dc} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Observe que como cada diodo conduz apenas em um semiciclo, a sua corrente média é a metade da corrente média na carga.

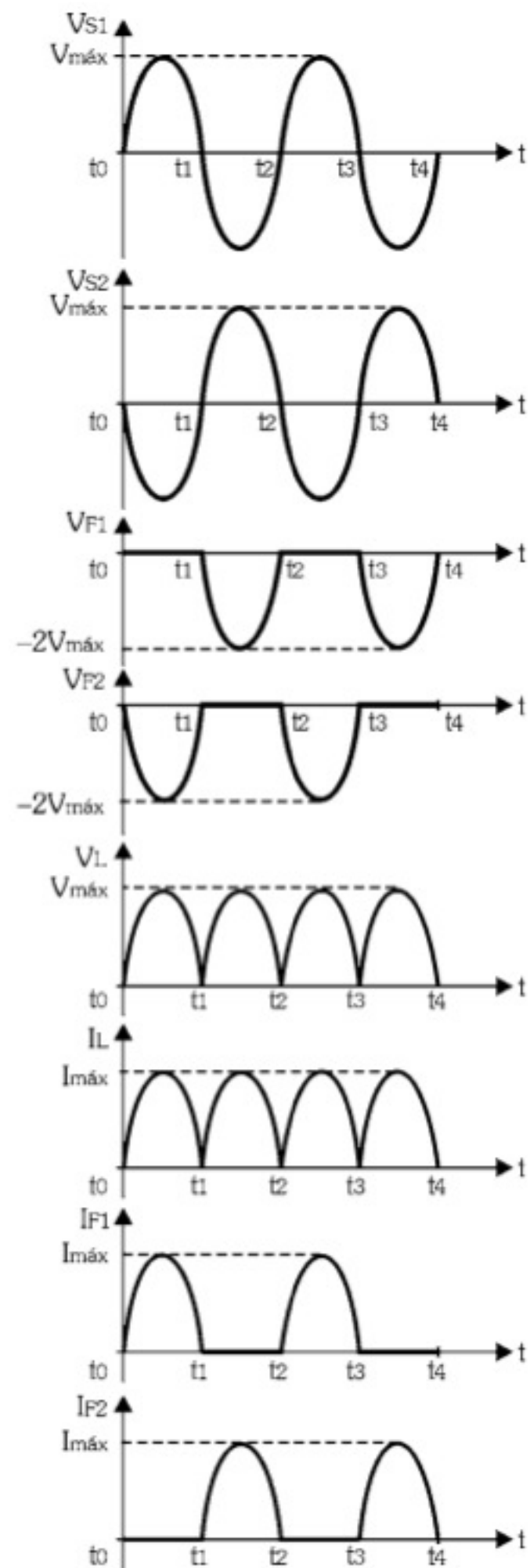


Figura 2.28 - Formas de onda no retificador de onda completa com ponto neutro.

As especificações dos diodos para assegurar o seu correto funcionamento devem ser:

$$I_{Fm\acute{a}x} > \frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi} \quad \text{e} \quad V_{Rm\acute{a}x} > 2 \cdot V_{m\acute{a}x}$$



### 2.3.3. Retificador de Onda Completa em Ponte

A Figura 2.29 apresenta um *circuito retificador de onda completa em ponte* com carga resistiva.

Nesse circuito, a polaridade da tensão do secundário do transformador acompanha a polaridade da tensão do primário.

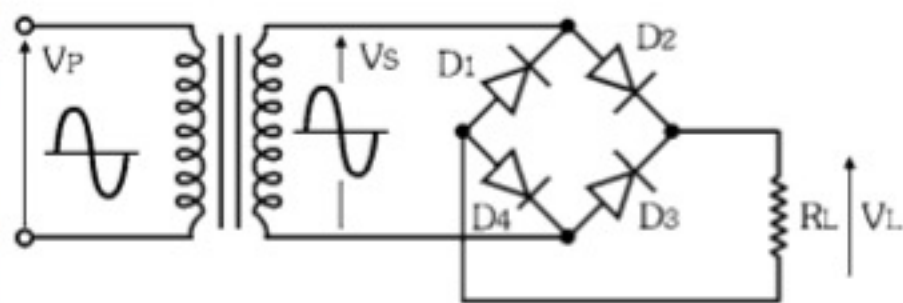


Figura 2.29 - Retificador de onda completa em ponte.

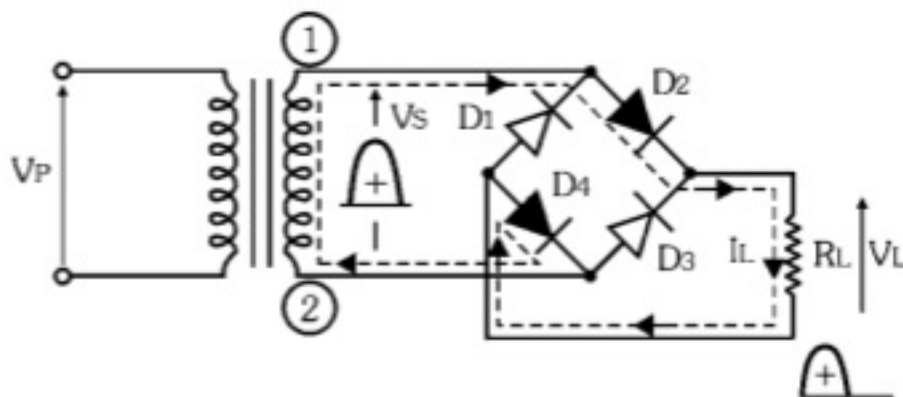


Figura 2.30 - Semiciclo positivo.

No intervalo de tempo em que a tensão  $V_s$  do secundário é positiva, ou seja, com ponto 1 positivo em relação ao ponto 2, os diodos  $D_2$  e  $D_4$  conduzem em série.

Isso ocorre porque as tensões sobre eles polarizam-nos diretamente, conforme mostra a Figura 2.30.

Na carga  $R_L$ , a corrente circula no sentido de cima para baixo e a tensão é  $V_L$  com a polaridade indicada na Figura 2.30, isto é, com potencial positivo no seu terminal superior.

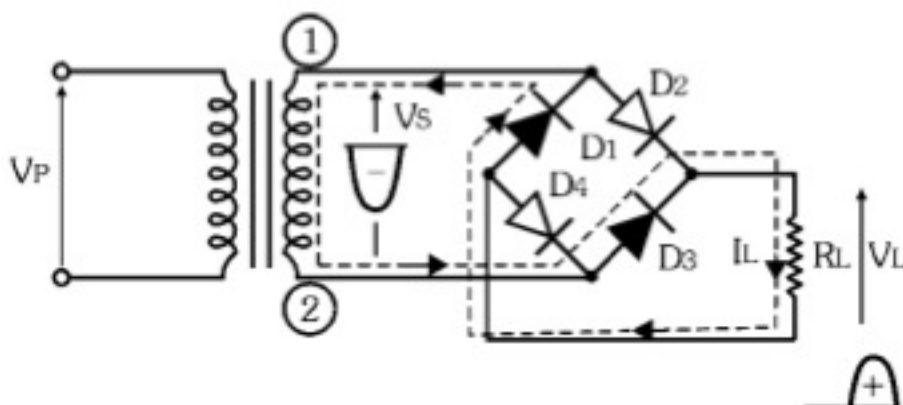


Figura 2.31 - Semiciclo negativo.

Quando  $V_s$  inverte a polaridade, o ponto 1 fica negativo em relação ao ponto 2. Agora são os diodos  $D_1$  e  $D_3$  que conduzem em série, como indica a Figura 2.31.

Na carga  $R_L$ , novamente a corrente circula no sentido de cima para baixo e a tensão é  $V_L$  com a mesma polaridade da situação anterior, isto é, com potencial positivo no seu terminal superior.

Nesse circuito, como há sempre dois diodos em série, a tensão na carga é 1,2V menor que a do secundário do transformador. Portanto, a tensão real na carga é:

$$V_L = V_s - 1,2$$



A queda de tensão nos diodos pode ser desprezada nos casos em que ela for muito menor do que  $V_{m\acute{a}x}$ .

Nesse circuito, cada par de diodos conduz somente meio ciclo de onda, mas a carga conduz corrente nos dois semiciclos e no mesmo sentido. Nela, a tensão e a corrente são *contínuas pulsantes*.

### Tensão Reversa sobre os Diodos

Como já vimos, quando  $V_s$  é positivo, os diodos  $D_2$  e  $D_4$  conduzem. Na Figura 2.32, esses diodos foram representados como curtos-circuitos.

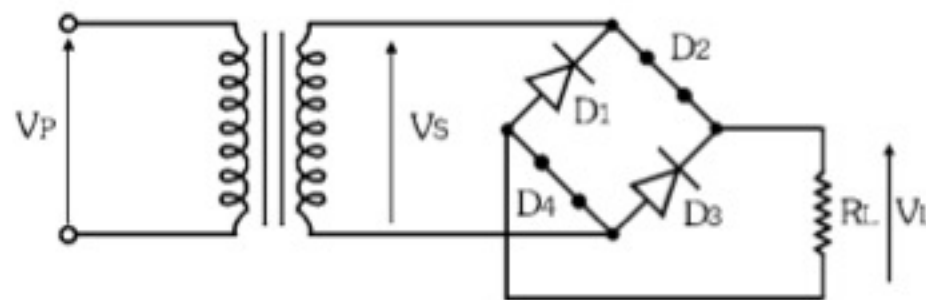


Figura 2.32 - Tensão reversa nos diodos  $D_1$  e  $D_3$  no semiciclo positivo.

Nessa condição, os diodos  $D_1$  e  $D_3$ , o secundário do transformador e a carga  $R_L$  ficam em paralelo, como mostra o circuito equivalente apresentado na Figura 2.33.

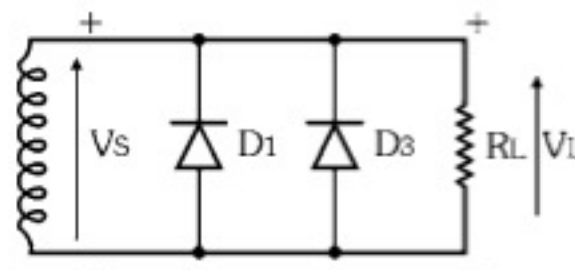


Figura 2.33 - Circuito equivalente no semiciclo positivo.

Fica fácil observar que a tensão reversa sobre os diodos  $D_1$  e  $D_3$  é igual à tensão do secundário do transformador.

O mesmo ocorre com  $D_2$  e  $D_4$  no semiciclo negativo. Pode-se concluir que a tensão de pico reversa sobre os diodos é igual à tensão máxima fornecida pelo secundário do transformador.

### Formas de Onda

A Figura 2.34 mostra as formas de onda no circuito retificador de onda completa em ponte.



No *circuito retificador de onda completa em ponte*, temos:

Tensão média na carga: 
$$V_{dc} = \frac{2 \cdot V_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Corrente média na carga: 
$$I_{dc} = \frac{2 \cdot I_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Tensão eficaz na carga: 
$$V_{ef} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

Corrente eficaz na carga: 
$$I_{ef} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

Corrente média nos diodos: 
$$I_{dc} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi}$$

Nesse retificador, a corrente média nos diodos é a metade da corrente média na carga.

As *especificações dos diodos* para assegurar o seu correto funcionamento devem ser:

$$I_{Fm\acute{a}x} > \frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi} \quad \text{e} \quad V_{Rm\acute{a}x} > V_{m\acute{a}x}$$

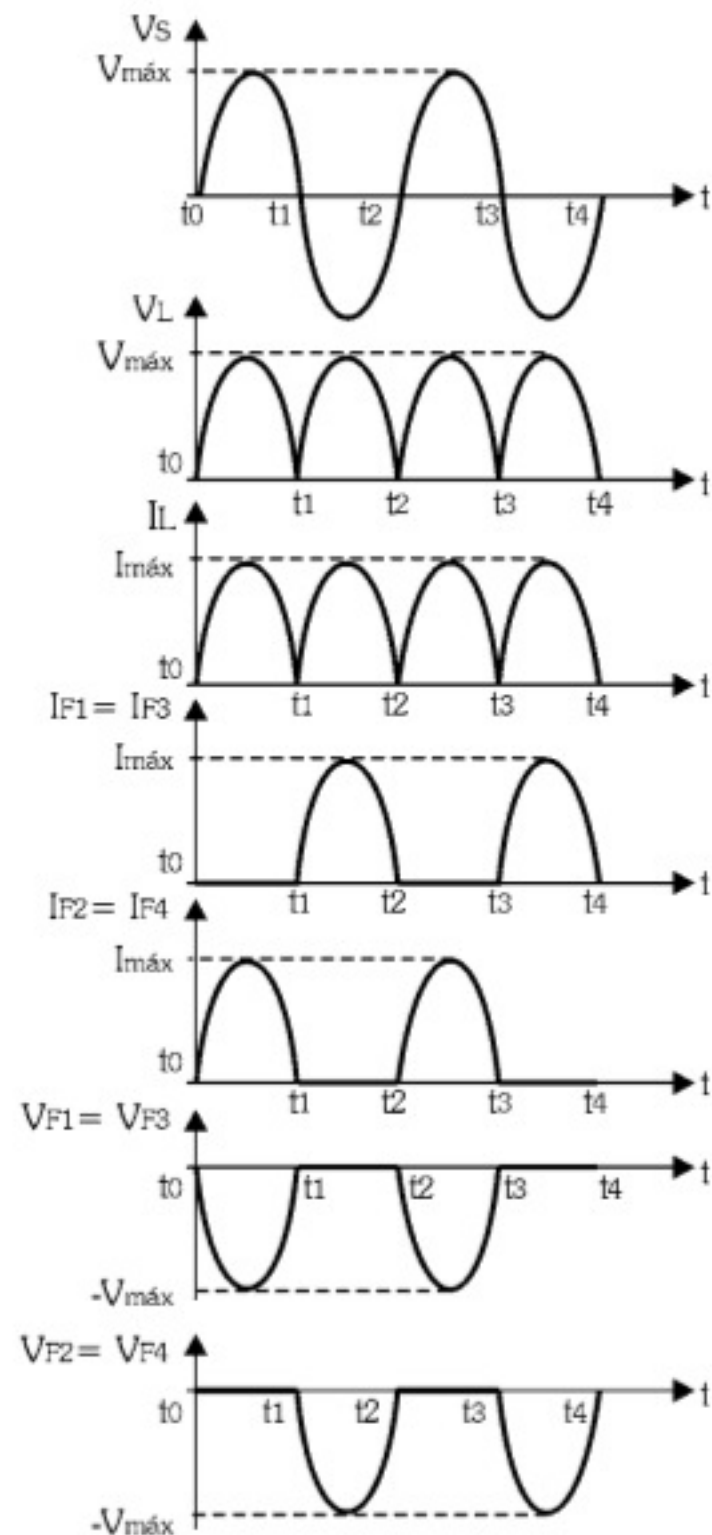


Figura 2.34 - Formas de onda no retificador de onda completa em ponte.

## 2.4. Comparação entre os Circuitos Retificadores

A qualidade de uma tensão contínua é dada principalmente pela quantidade de *ondulação (ripple)* em relação à componente contínua do sinal. Obviamente, quanto menor o *ripple* e maior a componente contínua, melhor é o sinal.

Neste tópico, introduzimos os conceitos de *fator de ripple* e *fator de transformação*.

Essas duas informações, aliadas a outras especificações analisadas no tópico 2.3, foram usadas para estabelecer uma comparação entre os três circuitos retificadores.

Omitimos, no entanto, o desenvolvimento matemático referente aos dois novos conceitos, pois ele é irrelevante para os propósitos deste livro.



### 2.4.1. Fator de *Ripple* ( $\gamma$ )

O *fator de ripple* de uma tensão é o percentual do valor eficaz da tensão de *ripple* ( $V_{ac}$ ) presente no nível de tensão contínua do sinal ( $V_{dc}$ ). Matematicamente:

$$\gamma = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \cdot 100$$

No caso particular da tensão contínua ideal, conforme indica a Figura 2.35, não há *ripple*, apenas a componente contínua. Portanto, o *fator de ripple* é nulo.

Para sinais contínuos reais o *fator de ripple* é, necessariamente, diferente de zero.

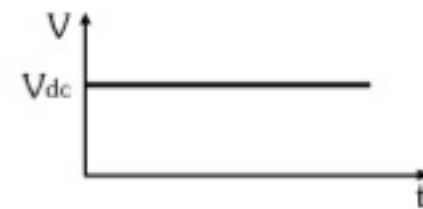


Figura 2.35 - Tensão contínua ideal.

### 2.4.2. Análise dos Circuitos Retificadores com Relação ao Fator de *Ripple*

#### Retificador de Meia Onda

A forma de onda da tensão na carga é:

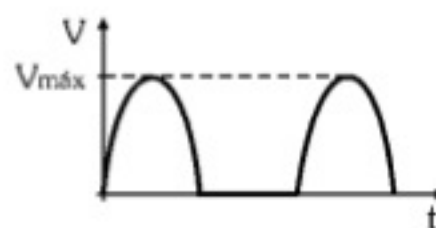


Figura 2.36 - Sinal de meia onda.

A tensão média na carga vale  $V_{dc} = \frac{V_{máx}}{\pi} \Rightarrow V_{dc} = 0,3183 \cdot V_{máx}$

Demonstra-se que a tensão eficaz do *ripple* vale  $V_{ac} = 0,3856 \cdot V_{máx}$

Logo, o *fator de ripple* da meia onda vale:

$$\gamma = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \cdot 100 = \frac{0,3856 \cdot V_{máx}}{0,3183 \cdot V_{máx}} \cdot 100 \Rightarrow \gamma = 120\%$$

#### Retificador de Onda Completa (Ponto Neutro e em Ponte)

A forma de onda da tensão na carga é:

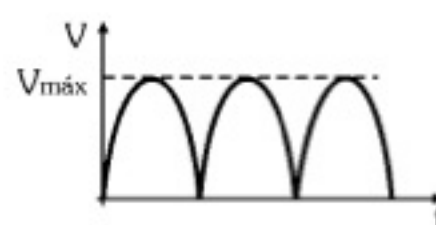


Figura 2.37 - Sinal de onda completa.



A tensão média na carga:  $V_{dc} = \frac{2 \cdot V_{m\acute{a}x}}{\pi} \Rightarrow V_{dc} = 0,6366 \cdot V_{m\acute{a}x}$

Demonstra-se que a tensão eficaz do *ripple* vale  $V_{ac} = 0,3078 \cdot V_{m\acute{a}x}$

Logo, o *fator de ripple* da onda completa vale:

$$\gamma = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \cdot 100 = \frac{0,3078 \cdot V_{m\acute{a}x}}{0,6366 \cdot V_{m\acute{a}x}} \cdot 100 \Rightarrow \gamma = 48\%$$

Estes resultados permitem afirmar que os retificadores de onda completa produzem uma tensão na carga com maior quantidade de componente cont nua do que os retificadores de meia onda.

### 2.4.3. Fator de Transforma o ( $\lambda$ )

O *fator de transforma o* dos circuitos retificadores   a rela o entre a pot ncia do transformador ( $P_{tr}$ ) e a pot ncia m dia na carga ( $P_{dc}$ ), isto  :

$$\lambda = \frac{P_{tr}}{P_{dc}}$$

Esse fator    til para o dimensionamento do transformador no projeto de fontes de alimenta o.

### 2.4.4. An lise dos Circuitos Retificadores com Rela o ao Fator de Transforma o

#### Retificador de Meia Onda

O transformador do retificador de meia onda est  representado na Figura 2.38.

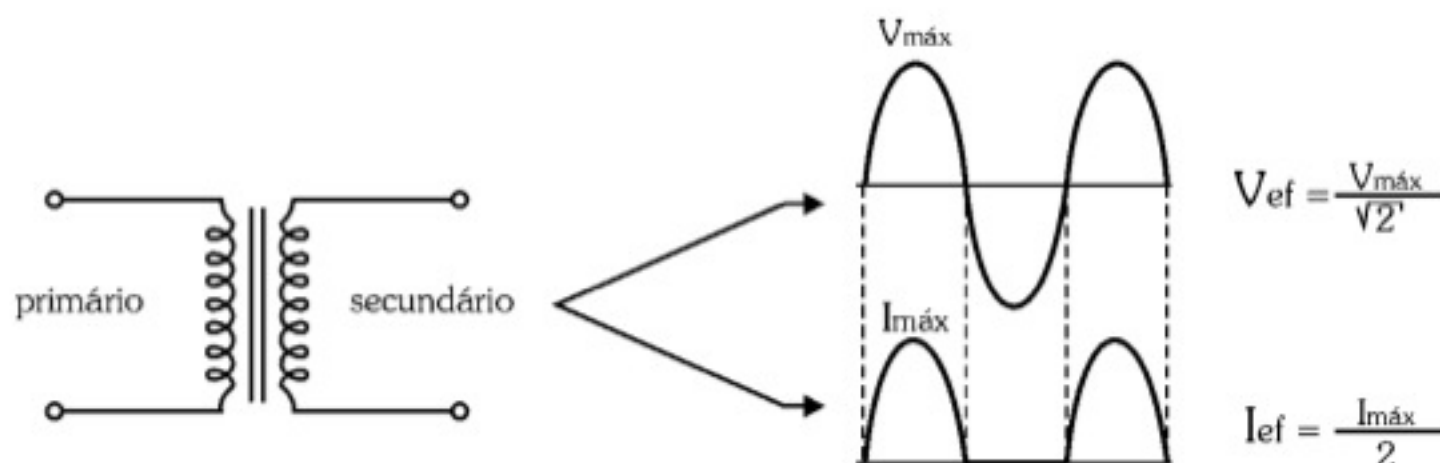


Figura 2.38 - Transformador do retificador de meia onda.



As tensões no primário e no secundário são senoidais, sendo elas solicitadas ou não. No entanto, a corrente que o transformador fornece depende do circuito; para o retificador de meia onda ela possui somente meio ciclo.

Logo, temos que a potência no secundário do transformador é:

$$P_{tr} = V_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{m\acute{a}x}}{2} = \frac{V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}}{2\sqrt{2}} \Rightarrow P_{tr} = 0,3536 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}$$

O que se deseja na carga é a potência contínua, afinal o circuito deve converter corrente alternada em corrente contínua.

Na carga, temos as seguintes formas de onda:

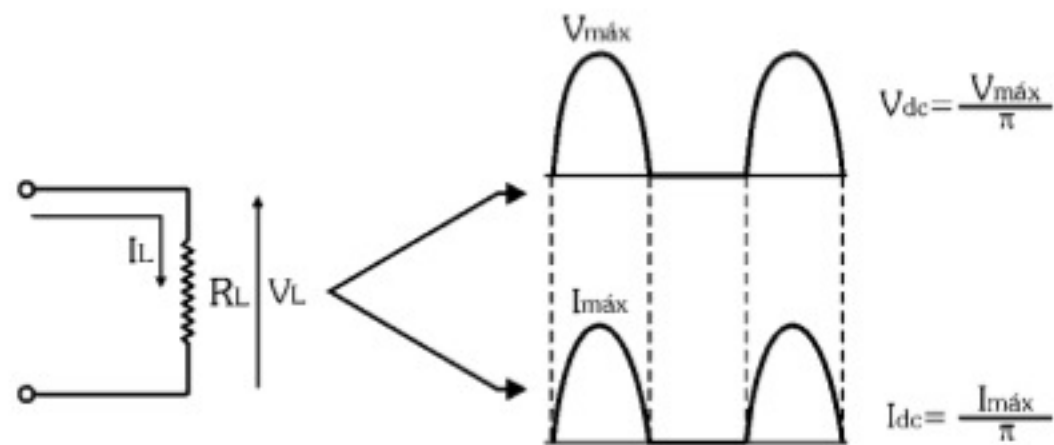


Figura 2.39 - Tensão e corrente na carga no retificador de meia onda.

A potência contínua na carga vale:

$$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi} \cdot \frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi} \Rightarrow P_{dc} = 0,1013 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}$$

Logo, o fator de transformação do retificador de meia onda vale:

$$\lambda = \frac{P_{tr}}{P_{dc}} = \frac{0,3536 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}}{0,1013 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}} \Rightarrow \lambda = 3,49$$

### Retificador de Onda Completa com Ponto Neutro

O transformador do retificador de onda completa com ponto neutro está representado na Figura 2.40:

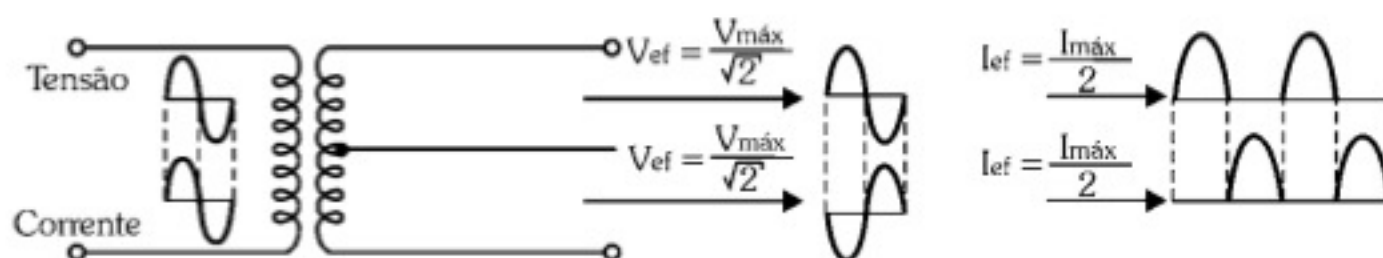


Figura 2.40 - Transformador do retificador de onda completa com ponto neutro.



Por facilidade determinamos primeiramente a potência da metade do secundário do transformador e em seguida a multiplicamos por dois para obtermos a sua potência total.

$$\frac{1}{2} P_{tr} = V_{ef} I_{ef} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{m\acute{a}x}}{2} = \frac{V_{m\acute{a}x} I_{m\acute{a}x}}{2\sqrt{2}} \Rightarrow P_{tr} = 0,7071 \cdot V_{m\acute{a}x} I_{m\acute{a}x}$$

Na carga, temos as seguintes formas de onda:

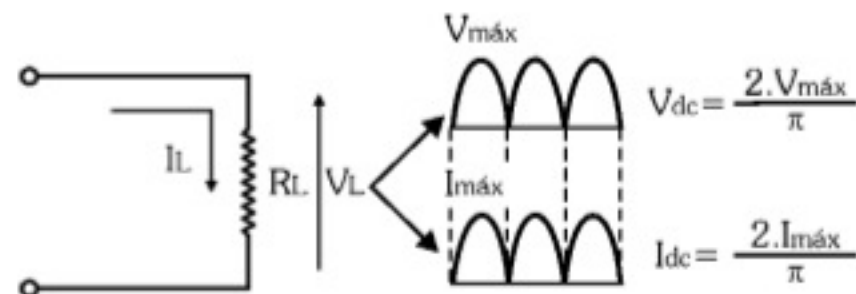


Figura 2.41 - Tensão e corrente na carga no retificador de onda completa com ponto neutro.

A potência contínua na carga vale:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \frac{2 \cdot V_{m\acute{a}x}}{\pi} \cdot \frac{2 \cdot I_{m\acute{a}x}}{\pi} \Rightarrow P_{dc} = 0,4053 \cdot V_{m\acute{a}x} I_{m\acute{a}x}$$

Logo, o *fator de transformação* do retificador de onda completa com ponto neutro vale:

$$\lambda = \frac{P_{tr}}{P_{dc}} = \frac{0,7071 \cdot V_{m\acute{a}x} I_{m\acute{a}x}}{0,4053 \cdot V_{m\acute{a}x} I_{m\acute{a}x}} \Rightarrow \lambda = 1,74$$

### Retificador de Onda Completa em Ponte

O transformador do retificador de onda completa em ponte está representado na Figura 2.42:

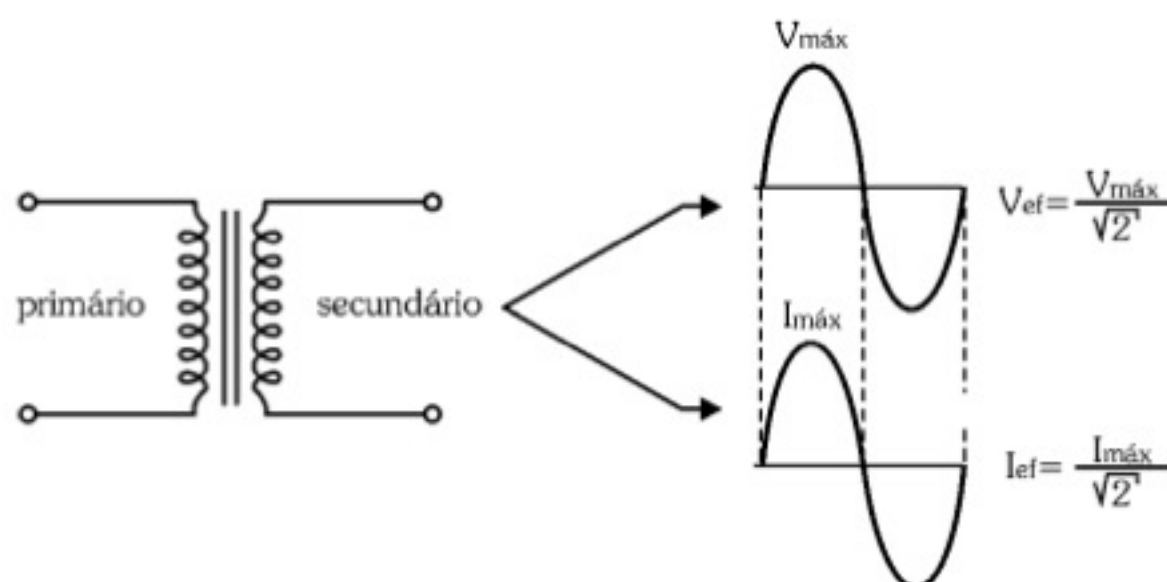


Figura 2.42 - Transformador do retificador de onda completa em ponte.



Logo, a potência no secundário do transformador é:

$$P_{tr} = V_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}}{2} \Rightarrow P_{tr} = 0,5 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}$$

Na carga, temos as seguintes formas de onda:

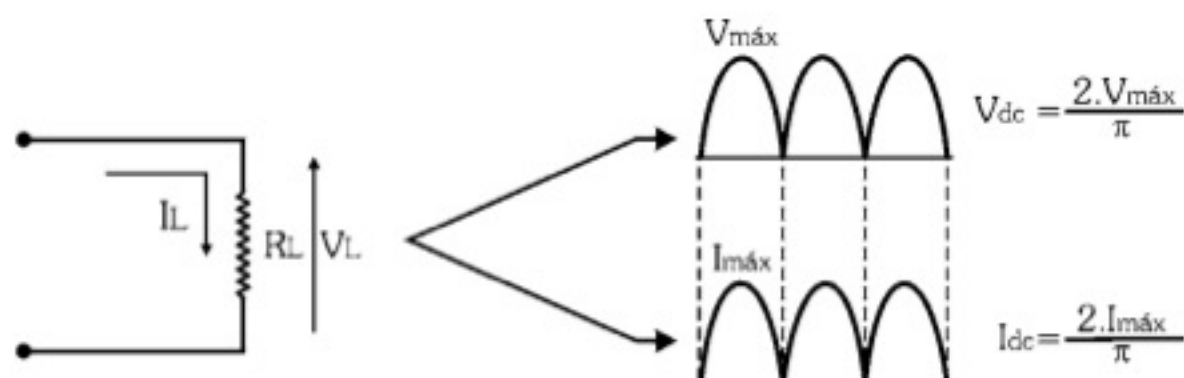


Figura 2.43 - Tensão e corrente na carga no retificador de onda completa em ponte.

A potência contínua na carga vale:

$$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{2 \cdot V_{m\acute{a}x}}{\pi} \cdot \frac{2 \cdot I_{m\acute{a}x}}{\pi} \Rightarrow P_{dc} = 0,4053 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}$$

Logo, o fator de transformação do retificador de onda completa em ponte vale:

$$\lambda = \frac{P_{tr}}{P_{dc}} = \frac{0,5 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}}{0,4053 \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}} \Rightarrow \lambda = 1,23$$

Considerando que o retificador ideal seria aquele cuja potência do transformador fosse totalmente transformada em potência contínua na carga ( $P_{tr} = P_{dc}$ ), concluímos que, dos três retificadores analisados, o que melhor aproveita a capacidade de armazenamento de energia do transformador é o retificador em ponte, pois para uma potência contínua  $P_{dc}$  na carga, é necessário que a potência do transformador seja apenas 1,23 vezes maior do que  $P_{dc}$ . Já no retificador com ponto neutro, a potência do transformador deve ser 1,74 vezes maior do que  $P_{dc}$  e no retificador de meia onda, que possui o menor desempenho, a potência do transformador deve ser 3,49 vezes maior do que  $P_{dc}$ .



## Tabela Comparativa

A tabela seguinte resume comparativamente o comportamento dos três tipos de retificador:

|  | Meia Onda                     | Onda Completa<br>(Ponto Neutro)    | Onda Completa<br>(Ponte)           |
|--|-------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| Tensão média na carga<br>$V_{dc}$                              | $\frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi}$ | $\frac{2.V_{m\acute{a}x}}{\pi}$    | $\frac{2.V_{m\acute{a}x}}{\pi}$    |
| Tensão eficaz na carga<br>$V_{ef}$                             | $\frac{V_{m\acute{a}x}}{2}$   | $\frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$ | $\frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$ |
| Tensão reversa de pico<br>sobre os diodos - $V_{Rm\acute{a}x}$ | $V_{m\acute{a}x}$             | $2.V_{m\acute{a}x}$                | $V_{m\acute{a}x}$                  |
| Corrente média nos diodos<br>$I_{Fm\acute{a}x}$                | $\frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi}$ | $\frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi}$      | $\frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi}$      |
| Fator de <i>ripple</i> $\gamma$                                | 120%                          | 48%                                | 48%                                |
| Fator de transformação $\lambda$                               | 3,49                          | 1,74                               | 1,23                               |

## Exercícios Resolvidos

- 1) Dado o retificador em ponte, calcule a máxima potência contínua ( $P_{dc}$ ) que pode ser extraída da ponte, quando ela estiver sendo alimentada diretamente pela tensão de rede de 220V.

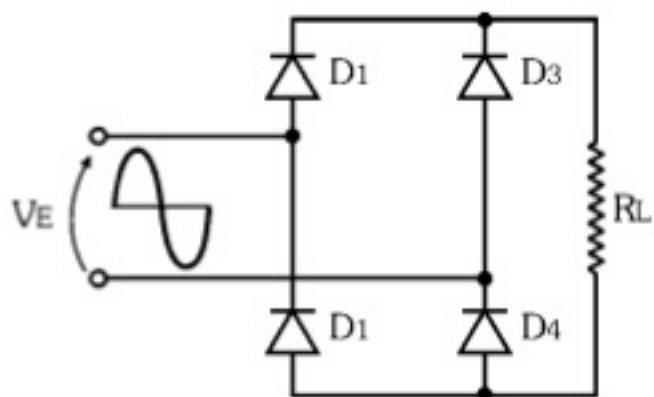


Figura 2.44 - Retificando a tensão da rede.

Especificações dos diodos:

- $I_{Fm\acute{a}x} = 5A$
- $V_{Rm\acute{a}x} = 1000V$

No retificador em ponte, a corrente média nos diodos é a metade da corrente média na carga, conforme indica a Figura 2.45.



O valor máximo da corrente média na carga ( $I_{dc\text{máx}}$ ) deve ser o dobro da corrente máxima que os diodos podem suportar ( $I_{F\text{máx}}$ ).

$$I_{dc\text{máx}} = 2.I_{F\text{máx}} = 2.5 \Rightarrow I_{dc\text{máx}} = 10A$$

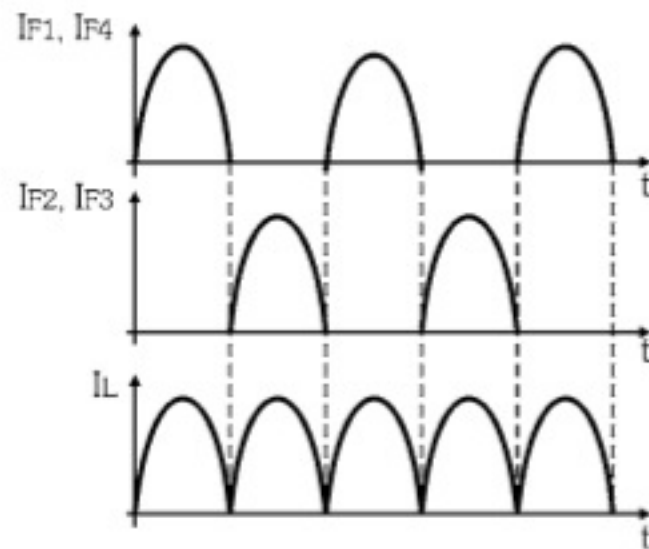


Figura 2.45 - Correntes nos diodos e na carga.

Já a tensão média na carga, cuja forma de onda está apresentada na Figura 2.46, vale:

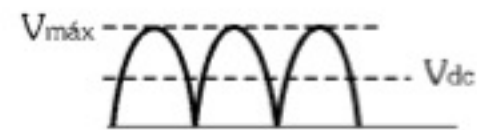


Figura 2.46 - Tensão na carga.

$$V_{dc} = \frac{2.V_{máx}}{\pi} = \frac{2.\sqrt{2}.V_{ef}}{\pi} = \frac{2.\sqrt{2}.220}{\pi} \Rightarrow V_{dc} = 198V$$

Finalmente, a potência contínua máxima que pode ser extraída da ponte vale:

$$P_{dc\text{máx}} = V_{dc}.I_{dc\text{máx}} = 198.10 \Rightarrow P_{dc\text{máx}} = 1980W$$

- 2) O transformador do circuito da Figura 2.47 está operando em sua potência máxima. As suas especificações são 220V x 15V - 60VA.

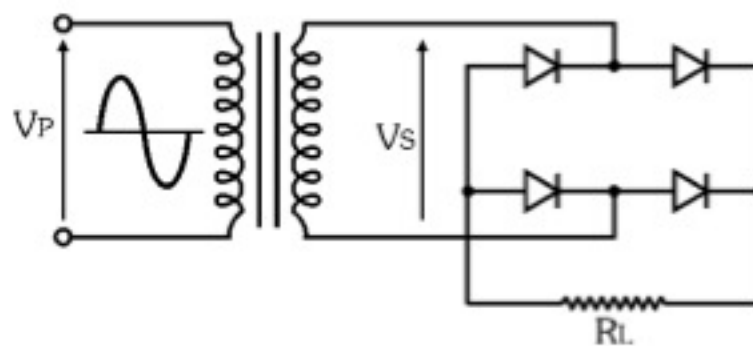


Figura 2.47 - Retificador em ponte.

- a) Determine a máxima potência que pode ser transferida à carga:

$$P_{tr} = 1,23.P_{dc} \Rightarrow 60 = 1,23.P_{dc} \Rightarrow P_{dc} = \frac{60}{1,23} \Rightarrow P_{dc} = 48,8W$$



b) Determine a tensão média e a corrente média máxima na carga:

A tensão de pico do secundário do transformador vale:

$$V_{Sm\acute{a}x} = \sqrt{2} \cdot V_{Sef} = \sqrt{2} \cdot 15 = 21,2V$$

Na carga, considerando a queda de tensão nos diodos, a tensão máxima vale:

$$V_{m\acute{a}x} = V_{Sm\acute{a}x} - 1,2 = 21,2 - 1,2 = 20V$$

Assim, a tensão média na carga é:

$$V_{dc} = \frac{2 \cdot V_{m\acute{a}x}}{\pi} = \frac{2 \cdot 20}{\pi} = 12,7V$$

A corrente média máxima na carga pode ser determinada a partir da potência máxima:

$$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dcm\acute{a}x} \Rightarrow I_{dcm\acute{a}x} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} = \frac{48,8}{12,7} \Rightarrow I_{dcm\acute{a}x} = 3,84A$$

c) Determine as especificações dos diodos:

$$I_{Fm\acute{a}x} > \frac{I_{dc(carga)}}{2} = \frac{3,84}{2} \Rightarrow I_{Fm\acute{a}x} > 1,92A$$

$$V_{Rm\acute{a}x} > V_{Sm\acute{a}x} \Rightarrow V_{Rm\acute{a}x} > 21,2V$$

## 2.5. Retificadores com Filtro

O procedimento mais simples para reduzir o *ripple* da tensão de saída dos circuitos retificadores é a conexão de capacitores de filtro.

### 2.5.1. Retificador de Meia Onda com Filtro Capacitivo

Considere o circuito retificador de meia onda com carga resistiva mostrado na Figura 2.48 no qual foi ligado em paralelo com a carga um *capacitor de filtro*.

Se o capacitor não tivesse sido ligado, a forma de onda da tensão na carga seria a senoidal retificada em meia onda, como a apresentada na Figura 2.49(a).

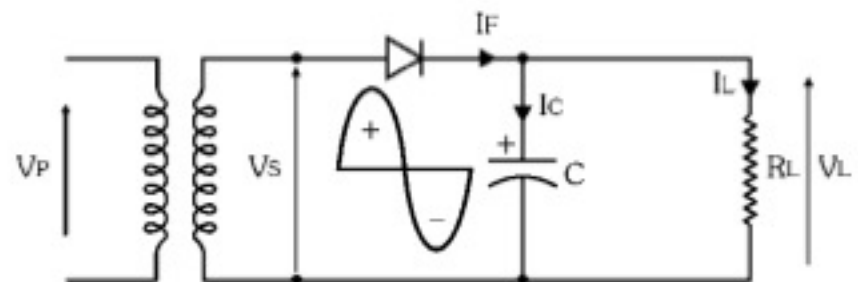


Figura 2.48 - Retificador de meia onda com filtro capacitivo.



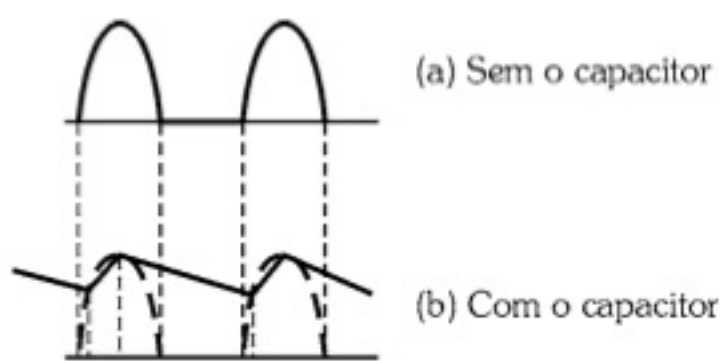


Figura 2.49 - Formas de onda na carga.

Conforme já vimos, essa forma de onda possui um *fator de ripple* de 120%, ou seja, há mais componente alternada do que contínua.

Quando se coloca um capacitor em paralelo com a carga, a forma de onda passa a ser a apresentada em linha cheia na Figura 2.49(b).

Observe que essa tensão também não é constante, mas ela varia entre um valor mínimo, que não é mais zero, e um valor máximo, que é igual ao valor de pico da onda senoidal.

Para entender como essa forma de onda é gerada, vamos supor que o capacitor esteja inicialmente descarregado. Assim, o primeiro ciclo de tensão senoidal carrega-o até o valor de pico.

A partir daí, ele se descarrega e se carrega na mesma frequência da tensão retificada (60Hz), conforme apresenta detalhadamente a Figura 2.50.

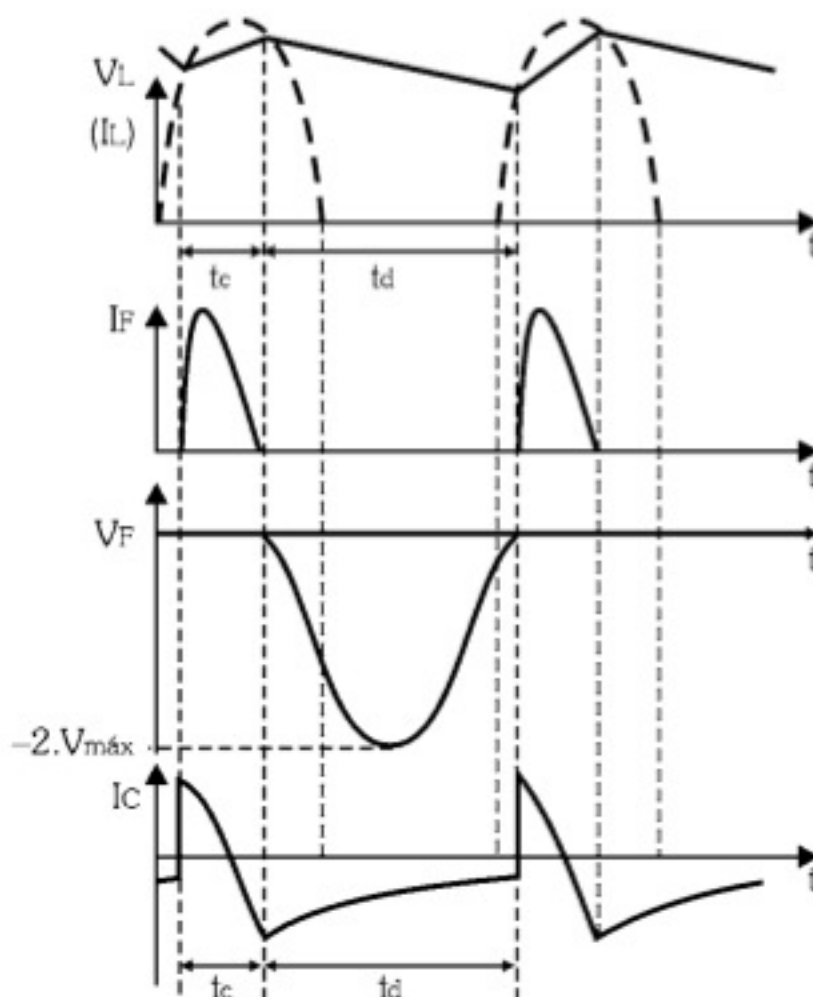


Figura 2.50 - Formas de onda na carga e no diodo com filtro capacitivo.



Primeiramente analisemos a tensão na carga  $V_L$ . No instante em que se inicia o intervalo de tempo de carga do capacitor ( $t_c$ ), a tensão no secundário do transformador (linha pontilhada) passa a ser maior que a tensão no capacitor (linha cheia), como indica a Figura 2.51.

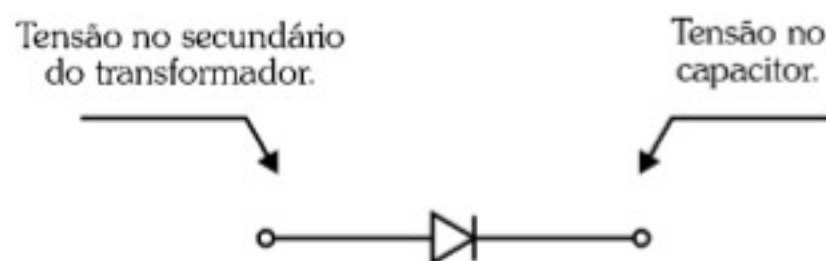


Figura 2.51 - Polarização do diodo.

O diodo entra em condução, de modo que a corrente atinge rapidamente o pico, conforme mostra o gráfico da corrente no diodo ( $I_F$ ), na Figura 2.50.

Voltando à  $V_L$ , à medida que o capacitor se carrega, a corrente no diodo diminui, até que, com a carga máxima, ela cessa ( $I_F = 0$ ).

Nesse instante, a tensão no secundário do transformador (linha pontilhada) passa a ser menor do que a tensão no capacitor, levando o diodo ao corte. Inicia-se o intervalo de tempo de descarga do capacitor ( $t_d$ ).

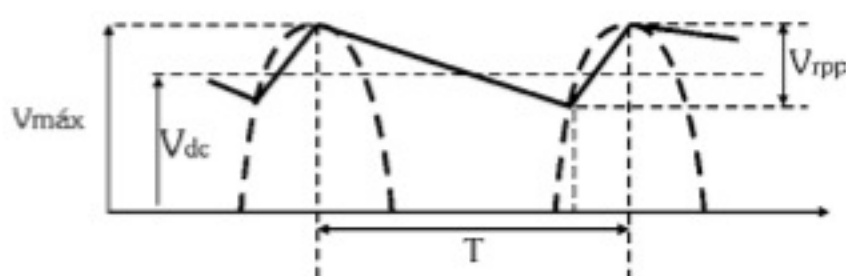


Figura 2.52 - Meia onda filtrada com ripple.

Quanto maior for a constante de tempo do circuito ( $\tau = R_L C$ ), mais lenta é a descarga do capacitor. Isso faz com que a tensão na carga  $R_L$  se sustente com um valor médio  $V_{dc}$  mais elevado e com uma tensão de *ripple* pico a pico  $V_{ripp}$  menor, conforme mostra a Figura 2.52.

Voltando à Figura 2.50, observamos que a tensão no diodo ( $V_F$ ) é praticamente nula no intervalo de tempo de sua condução.

A tensão reversa atinge praticamente o dobro do valor máximo no instante de pico do semiciclo negativo do secundário do transformador ( $-V_{máx}$ ). Nesse instante, a tensão no capacitor é quase  $+V_{máx}$ , como na Figura 2.53.

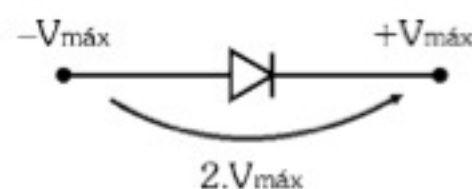


Figura 2.53 - Tensão de pico reversa no diodo.

O resultado é que a tensão na carga deixa de ser pulsante para se tornar quase constante. Quanto menor o *ripple*, melhor é a qualidade da tensão na carga.

A tensão pico a pico do *ripple* ( $V_{ripp}$ ) é diretamente proporcional à corrente na carga ( $I_L$ ), mas é inversamente proporcional à sua frequência ( $f = 60\text{Hz}$ , no Brasil) e ao valor do capacitor ( $C$ ).

Essas relações permitem apresentar uma fórmula prática para o projeto de fonte de alimentação:



$$V_{\text{rpp}} \cong \frac{I_{\text{Lmáx}}}{f \cdot C} \quad \text{em que: } f = 60\text{Hz}$$

Esta fórmula é aproximada e pode ser usada para um *ripple* máximo de 20% em torno da tensão média na carga ( $V_L$ ).

Para a determinação do capacitor de filtro, deve-se lembrar que, além da escolha de um valor comercial mais próximo do valor calculado, a sua tensão de isolamento deve ser superior à tensão de pico do secundário do transformador.

Observando a Figura 2.52, podemos tirar também uma fórmula aproximada que relaciona a tensão média na carga ( $V_L$ ) com o *ripple*:

$$V_L = V_{\text{dc}} \cong V_{\text{máx}} - \frac{V_{\text{rpp}}}{2} \quad \text{em que: } V_{\text{máx}} = V_{\text{Smáx}} - 0,6$$

### Especificações do Diodo

Para especificar o diodo, é preciso calcular a corrente média máxima, a corrente de surto e a tensão reversa máxima.

A corrente média no diodo é a soma das correntes médias no capacitor ( $I_C$ ) e na carga ( $I_L$ ).

No circuito, o capacitor trabalha carregando e descarregando, ou seja, a corrente ora é positiva ora é negativa, de modo que o seu valor médio pode ser desconsiderado.

O seu valor de pico deve ser observado, análise que faremos mais adiante.

Podemos considerar como referência para especificar a corrente média máxima no diodo o valor da corrente média máxima na carga.

$$I_{\text{Fmáx}} > I_{\text{Lmáx}}$$

Em relação à tensão reversa de pico, conforme já vimos, ela é o dobro da tensão máxima, portanto:

$$V_{\text{Rmáx}} > 2 \cdot V_{\text{máx}}$$

A corrente de surto no diodo é outro fator importante quando se acrescenta um capacitor de filtro ao retificador, conforme veremos a seguir.

### Corrente de Surto

Na Figura 2.50 vimos que o intervalo de tempo de condução do diodo é pequeno, correspondente apenas ao tempo de carga do capacitor do valor mínimo ao máximo do *ripple*.



A corrente de carga do capacitor pode atingir valores de pico um tanto elevados, de modo que não se deve escolher diodos que operem muito próximos de sua máxima capacidade de corrente.

Há, no entanto, no retificador com filtro capacitivo, um outro problema que, se não for levado em conta, pode danificar o diodo. Trata-se da *corrente direta de surto* (*surge peak forward current*), cuja nomenclatura mais comum encontrada nos manuais é  $I_{FSM}$ .

A corrente de surto tem uma duração muito pequena e é produzida apenas no momento em que o circuito é ligado.

Consideremos que, ao ligarmos o circuito, o capacitor de filtro esteja completamente descarregado.

Nesse estado, no início do processo de carga o capacitor comporta-se como um curto-circuito. As únicas resistências que atuam como limitadoras da corrente de carga são a *resistência do enrolamento do secundário do transformador* ( $r_{tr}$ ) e a *resistência direta do diodo* ( $r_d$ ), ambas de valores muito baixos, conforme a Figura 2.54.

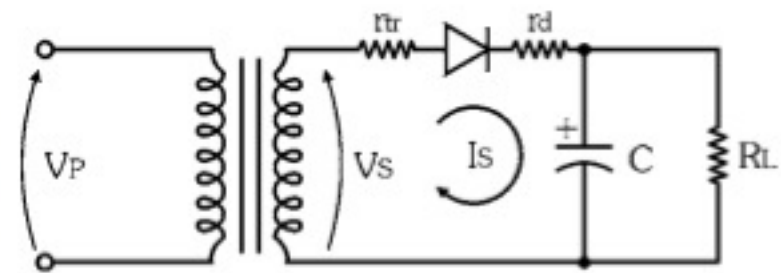


Figura 2.54 - Corrente de surto ao ligar o circuito.

Isso faz com que essa corrente inicial, denominada *corrente de surto* do circuito ( $I_s$ ), possa atingir um valor de pico muitíssimo elevado. O pior caso ( $I_{Sm\acute{a}x}$ ) ocorre quando o circuito é ligado no instante em que a tensão do secundário do transformador encontra-se no seu valor de pico ( $V_{m\acute{a}x}$ ).

Normalmente, se o capacitor de filtro é menor do que  $1000\mu F$ , o impacto da corrente de surto é muito pequeno; caso contrário, é preciso considerá-lo.

Nesse caso, deve-se medir a resistência do secundário do transformador com um ohmímetro ( $r_{tr}$ ) e calcular o valor aproximado da resistência direta do diodo ( $r_d$ ) por meio de suas especificações  $I_{Fm\acute{a}x}$  e  $V_{Fm\acute{a}x}$  e pela seguinte fórmula:

$$r_d \cong \frac{V_{Fm\acute{a}x} - 0,6}{I_{Fm\acute{a}x}}$$

A corrente de surto máxima vale:

$$I_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{r_d + r_{tr}}$$

Por fim, o diodo escolhido deve ter:

$$I_{FSM} > I_{Sm\acute{a}x}$$



## Exercício Resolvido

Projete uma fonte de alimentação com tensão de saída  $V_L = 12V$ , capacidade de corrente  $I_{Lmáx} = 500mA$  e *ripple* máximo de  $\pm 10\%$ .

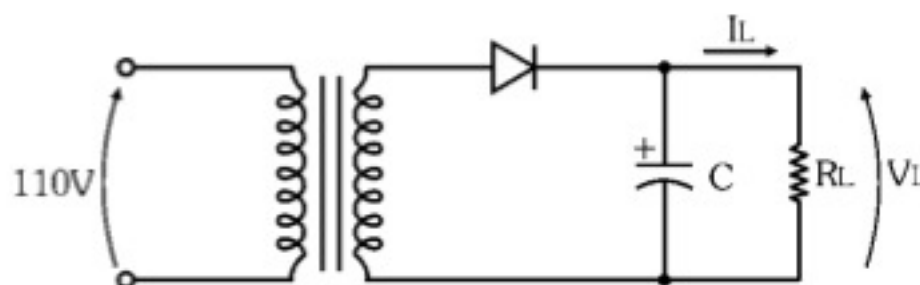


Figura 2.55 - Fonte de 12V x 500mA com retificador de meia onda.

A tensão de *ripple* pico a pico vale:

$$\frac{V_{rpp}}{2} = \frac{V_L}{10} \Rightarrow \frac{V_{rpp}}{2} = \frac{12}{10} \Rightarrow V_{rpp} = 2,4V$$

A tensão máxima na carga é:

$$V_L = V_{máx} - \frac{V_{rpp}}{2} \Rightarrow V_{máx} = V_L + \frac{V_{rpp}}{2} \Rightarrow V_{máx} = 12 + \frac{2,4}{2} \Rightarrow V_{máx} = 13,2V$$

Para o retificador de meia onda, em que  $f = 60 \text{ Hz}$ , faz-se necessário um capacitor cujo valor é:

$$V_{rpp} = \frac{I_{Lmáx}}{f \cdot C} \Rightarrow C = \frac{I_{Lmáx}}{V_{rpp} \cdot f} \Rightarrow C = \frac{0,5}{2,4 \cdot 60} \Rightarrow C = 3472\mu F$$

A tensão de isolamento do capacitor adotado deve ser maior do que 13,2V. Portanto, adote um capacitor com valor nominal  $C = 3300\mu F$ , com tensão de isolamento de, no mínimo, 25V.

O transformador deve ter uma tensão de secundário dada por:

$$V_S = \frac{V_{máx}}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_S = \frac{13,2}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_S = 9,3V$$

Para o retificador de meia onda, a potência do transformador deve ser 3,49 vezes a potência na carga (consulte o tópico 2.4.4). Assim:

$$P_{Tr} = 3,49 \cdot P_{dc} = 3,49 \cdot V_L \cdot I_{Lmáx} = 3,49 \cdot 12 \cdot 0,5 \Rightarrow P_{Tr} = 21W$$



Use um transformador comercial com especificação de secundário de 9V x 3A. Observe que a potência é de 27W, bem maior do que 21W.

Esse transformador, normalmente, tem uma resistência de enrolamento do secundário em torno de  $0,2\Omega$ .

O diodo a ser usado deve atender às seguintes exigências do circuito:

$$I_{Fm\acute{a}x} > I_{Lm\acute{a}x} \Rightarrow I_{Fm\acute{a}x} > 500mA$$

$$V_{Rm\acute{a}x} > 2.V_{m\acute{a}x} \Rightarrow V_{Rm\acute{a}x} > 2.13,2 \Rightarrow V_{Rm\acute{a}x} > 26,4V$$

Escolha, por exemplo, o diodo 1N4002, cujas especificações são:

$$V_{Rm\acute{a}x} = 100V; \quad I_{Fm\acute{a}x} = 1A @ V_{Fm\acute{a}x} = 1,1V; \quad I_{FSM} = 30A$$

Para calcular a corrente de surto máxima desse circuito ( $I_{Sm\acute{a}x}$ ), primeiramente deve-se determinar a resistência direta do diodo:

$$r_d = \frac{V_{Fm\acute{a}x} - 0,6}{I_{Fm\acute{a}x}} \Rightarrow r_d = \frac{1,1 - 0,6}{1} \Rightarrow r_d = 0,5\Omega$$

$$I_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{r_d + r_{tr}} \Rightarrow I_{Sm\acute{a}x} = \frac{13,2}{0,5 + 0,2} \Rightarrow I_{Sm\acute{a}x} = 19A$$

O diodo escolhido é adequado, pois  $I_{FSM} > I_{Sm\acute{a}x}$ .

### 2.5.2. Retificadores de Onda Completa com Filtro Capacitivo

Considere os circuitos retificadores de onda completa com carga resistiva e capacitor de filtro mostrados na Figura 2.56.

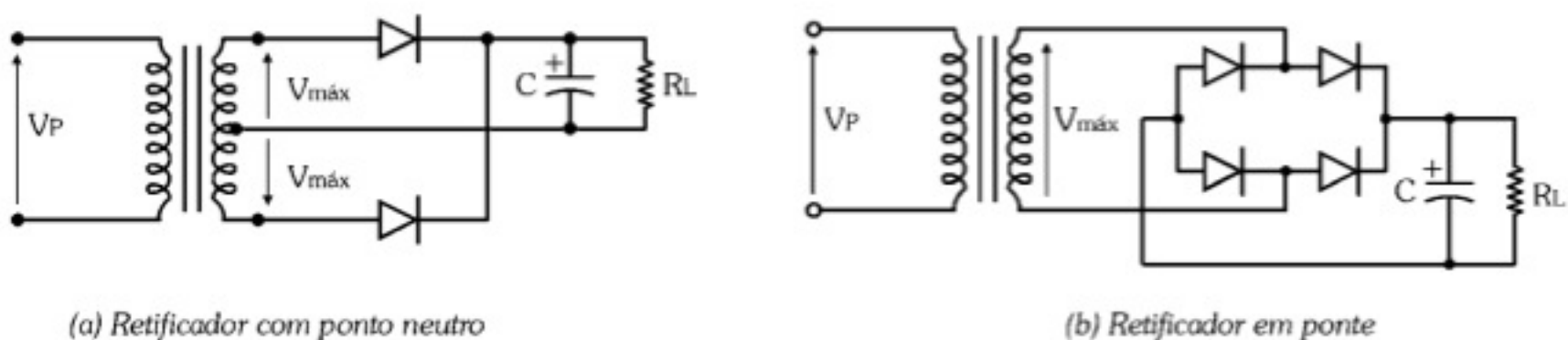


Figura 2.56 - Retificadores de onda completa com filtro capacitivo.



Nesses dois circuitos, a tensão retificada na carga sofre a ação do capacitor nos dois semiciclos, conforme a Figura 2.57.

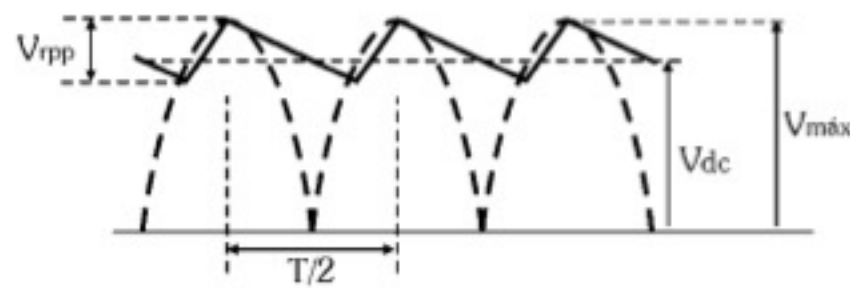


Figura 2.57 - Onda completa filtrada com ripple.

Em relação à tensão reversa máxima nos diodos, no retificador com ponto neutro ela é  $2.V_{máx}$ , enquanto no retificador em ponte ela é  $V_{máx}$ .

A frequência da tensão na carga é o dobro da frequência da rede, em função da retificação de onda completa, de modo que o valor pico a pico da tensão de *ripple* ( $V_{rpp}$ ) é:

$$V_{rpp} \cong \frac{I_{Lmáx}}{f.C} \quad \text{em que } f = 120\text{Hz}$$

A tensão de isolamento do capacitor deve também ser superior à tensão de pico do secundário do transformador.

A relação entre a tensão média da carga ( $V_L$ ) e o *ripple* é dada aproximadamente por:

$$V_L \cong V_{máx} - \frac{V_{rpp}}{2}$$

### Especificações do Diodo

Nos dois circuitos, a corrente média nos diodos é a metade da corrente média na carga, já que cada um deles conduz apenas em um semiciclo. Assim:

$$I_{Fmáx} > \frac{I_{Lmáx}}{2}$$

A tensão reversa máxima dos diodos deve ser:

$$V_{Rmáx} > 2.V_{máx} \quad (\text{retificador com ponto neutro})$$

$$V_{Rmáx} > V_{máx} \quad (\text{retificador em ponte})$$



A corrente de surto, no pior caso, é:

$$I_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{r_d + r_r} \quad (\text{retificador com ponto neutro})$$

$$I_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2 \cdot r_d + r_r} \quad (\text{retificador em ponte})$$

Portanto, o diodo escolhido deve ter:

$$I_{FSM} > I_{Sm\acute{a}x}$$

### Exercício Resolvido

Projete uma fonte de alimentação com as mesmas características da projetada anteriormente (12V x 500mA com  $\pm 10\%$  de *ripple*), utilizando um retificador de onda completa em ponte.

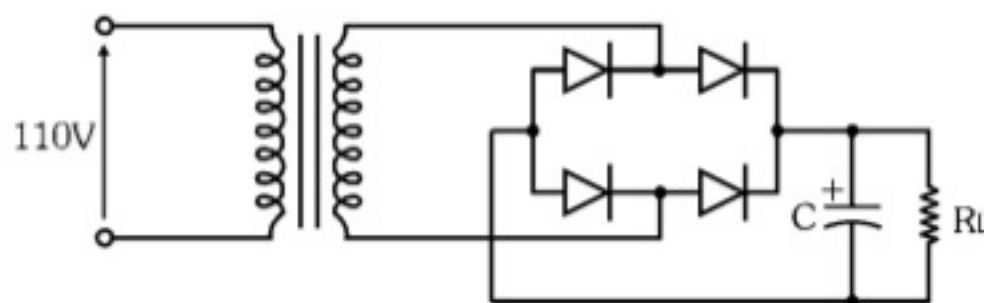


Figura 2.58 - Fonte 12V x 500mA com retificador em ponte.

A tensão de *ripple* pico a pico vale:

$$\frac{V_{rpp}}{2} = \frac{V_L}{10} \Rightarrow \frac{V_{rpp}}{2} = \frac{12}{10} \Rightarrow V_{rpp} = 2,4V$$

A tensão máxima na carga é:

$$V_L = V_{m\acute{a}x} - \frac{V_{rpp}}{2} \Rightarrow V_{m\acute{a}x} = V_L + \frac{V_{rpp}}{2} \Rightarrow V_{m\acute{a}x} = 12 + \frac{2,4}{2} \Rightarrow V_{m\acute{a}x} = 13,2V$$

Para o retificador de onda completa em ponte, em que  $f = 120\text{Hz}$ , torna-se necessário um capacitor cujo valor é:

$$V_{rpp} = \frac{I_{Lm\acute{a}x}}{f \cdot C} \Rightarrow C = \frac{I_{Lm\acute{a}x}}{V_{rpp} \cdot f} \Rightarrow C = \frac{0,5}{2,4 \cdot 120} \Rightarrow C = 1736\mu F$$

A tensão de isolamento do capacitor adotado deve ser maior do que 13,2V. Portanto, adote um capacitor com valor nominal  $C = 2200\mu F$  (valor comercial facilmente encontrado) com tensão de isolamento de, no mínimo, 25V. Note que, adotando esse



valor de capacitor sensivelmente maior que o calculado, o *ripple* é menor que  $\pm 10\%$ , melhorando a performance da fonte.

O transformador deve ter uma tensão de secundário dada por:

$$V_S = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_S = \frac{13,2}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_S = 9,3V$$

Para o retificador de onda completa em ponte, a potência do transformador deve ser 1,23 vezes a potência na carga (veja o tópico 2.43). Desta forma,

$$P_{tr} = 1,23 \cdot P_{dc} = 1,23 \cdot V_L \cdot I_{Lm\acute{a}x} = 1,23 \cdot 12 \cdot 0,5 \Rightarrow P_{tr} = 7,38W$$

Use um transformador comercial com especificação de secundário de 9V x 1A. Observe que a potência é de 9W, que é um pouco maior que 7,38W.

Esse transformador tem uma resistência de enrolamento do secundário um pouco maior que o transformador do exercício anterior. Adote  $r_{tr} = 0,3\Omega$ .

O diodo a ser usado deve atender às seguintes exigências do circuito:

$$I_{Fm\acute{a}x} > \frac{I_{Lm\acute{a}x}}{2} \Rightarrow I_{Fm\acute{a}x} > 250mA$$

$$V_{Rm\acute{a}x} > V_{m\acute{a}x} \Rightarrow V_{Rm\acute{a}x} > 13,2V$$

Da mesma forma, adote, por exemplo, o diodo 1N4002, cujas especificações são:

$$V_{Rm\acute{a}x} = 100V ; I_{Fm\acute{a}x} = 1A @ V_{Fm\acute{a}x} = 1,1V ; I_{FSM} = 30A$$

Para calcular a corrente de surto máxima desse circuito ( $I_{Sm\acute{a}x}$ ), primeiramente deve-se determinar a resistência direta do diodo:

$$r_d = \frac{V_{Fm\acute{a}x} - 0,6}{I_{Fm\acute{a}x}} \Rightarrow r_d = \frac{1,1 - 0,6}{1} \Rightarrow r_d = 0,5\Omega$$

$$I_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2 \cdot r_d + r_{tr}} \Rightarrow I_{Sm\acute{a}x} = \frac{13,2}{2 \cdot 0,5 + 0,3} \Rightarrow I_{Sm\acute{a}x} = 10,15A$$

O diodo escolhido é adequado, pois  $I_{FSM} > I_{Sm\acute{a}x}$ .

Se compararmos este projeto com o anterior, concluímos que este é mais vantajoso em relação à qualidade da tensão na saída (*ripple* menor) e ao custo, pois o capacitor de filtro é de menor valor e o transformador é de menor capacidade de corrente.



## 2.6. Dobrador de Tensão

Uma outra aplicação do diodo é o circuito *dobrador de tensão* mostrado na Figura 2.59.

Quando a tensão de entrada está no semiciclo positivo, o diodo  $D_1$  conduz e carrega o capacitor  $C_1$  com o valor de pico da tensão em relação à terra, que tem a polaridade indicada na Figura 2.59.

Ainda nesse semiciclo, o diodo  $D_2$  está cortado, pois o seu catodo está polarizado positivamente.

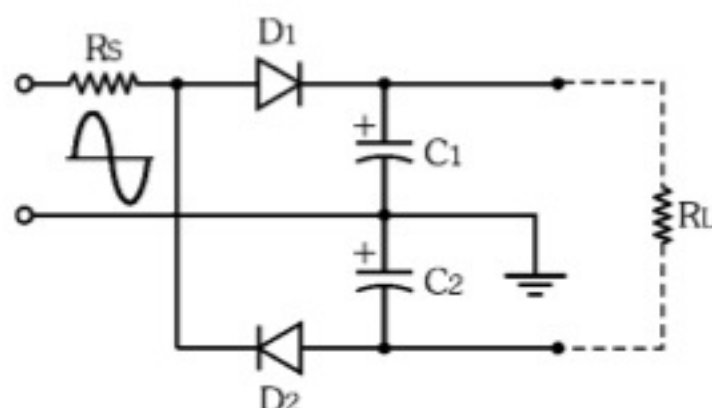


Figura 2.59 - Dobrador de tensão.

No momento em que a tensão de entrada passa ao semiciclo negativo, o diodo  $D_1$  corta por estar agora reversamente polarizado,  $D_2$  conduz por estar agora diretamente polarizado e  $C_2$  carrega-se com o valor de pico da tensão aplicada com a mesma polaridade de  $C_1$ , conforme mostra a Figura 2.60.

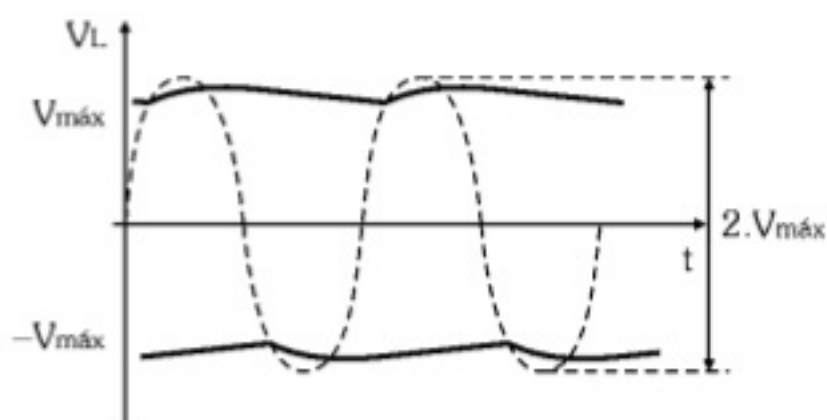


Figura 2.60 - Tensão na saída do circuito.

Em relação à terra,  $C_1$  fica carregado com  $V_{máx}$  e  $C_2$  com  $-V_{máx}$ , totalizando na saída a tensão  $2.V_{máx}$ , como podemos notar no gráfico de  $V_L$ .

Caso o valor de  $R_L$  seja muito grande, praticamente não há consumo de corrente. Desta forma a tensão contínua de saída pode ser considerada  $2.V_{máx}$ .

Caso o valor de  $R_L$  seja muito pequeno, há um *ripple* na tensão de saída.

Nesse circuito, a corrente de surto pode comprometer muito o comportamento do diodo, de modo que, se necessário, deve-se acrescentar uma resistência limitadora  $R_s$ , conforme aparece no circuito da Figura 2.59. O seu valor, no entanto, deve ser no máximo 10 % do valor de  $R_L$ .

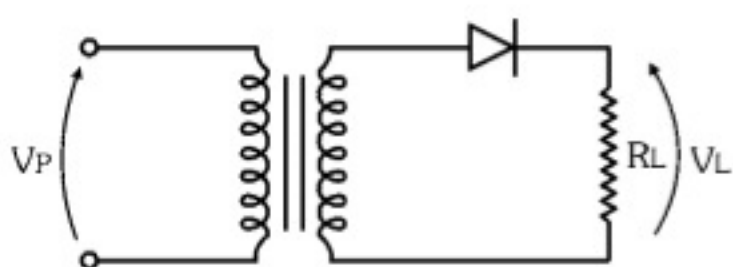


## 2.7. Exercícios Propostos

2.1) Considere um transformador simples especificado para operar com tensão de 110V no primário, com relação de espiras  $N_1/N_2 = 18$  e determine:

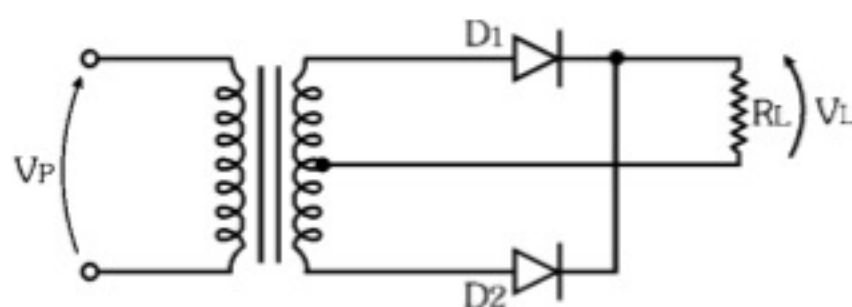
- Tensão eficaz no secundário ( $V_{ef}$ );
- Tensão máxima no secundário ( $V_{m\acute{a}x}$ ).

2.2) Associe as informações das colunas I, II, III e IV referentes aos circuitos retificadores mostrados nas Figuras 2.61 e 2.62.



Transformador = 110V / 12V

Figura 2.61 - Retificador de meia onda.



Transformador = 110V / 12V + 12V

Figura 2.62 - Retificador de onda completa com ponto neutro.

| I                               | II                                 | III                                 | IV  |
|---------------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|---|
| Retificador                     | Tensão média na carga ( $V_{dc}$ ) | Tensão eficaz na carga ( $V_{ef}$ ) | Tensão reversa de pico sobre os diodos ( $V_{rm\acute{a}x}$ ) |
| a) Meia Onda                    | a) 5,2V                            | a) 11,6V                            | a) 34V  |
| b) Onda Completa (ponto neutro) | b) 10,4V                           | b) 8,2V                             | b) 17V  |

2.3) Considere o circuito da Figura 2.63 e calcule  $V_{m\acute{a}x}$ ,  $V_{dc}$  e  $V_{ef}$  na carga  $R_L$  e  $I_{dc}$  na carga e nos diodos.

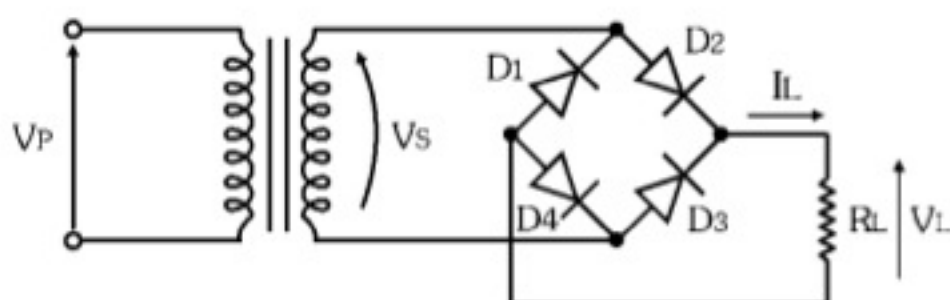


Figura 2.63 - Retificador de onda completa em ponte.

Dados:

- $V_P = 110V$
- $V_S = 15V$
- $R_L = 1k\Omega$



2.4) Considere o circuito da Figura 2.64 e calcule o *ripple*  $V_{rpp}$  e a tensão média  $V_L$  na carga  $R_L$ .

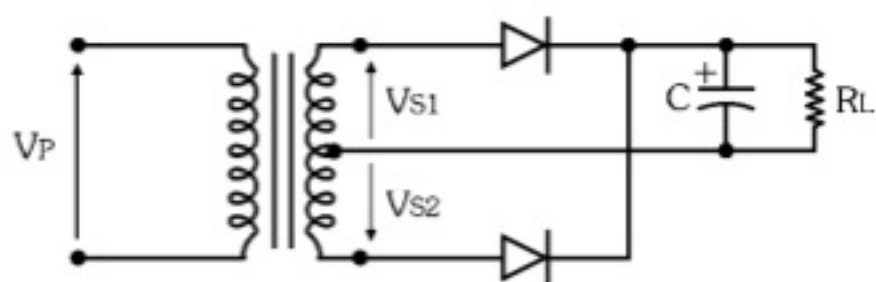


Figura 2.64 - Retificador com ponto neutro e filtro capacitivo.

Dados:

- $V_P = 110V$
- $V_{S1} = V_{S2} = 15V$
- $R_L = 100\Omega$
- $C = 1000\mu F$



# TRANSISTOR BIPOLAR

## 3.1. Funcionamento

Consideremos as duas junções PN polarizadas exibidas na Figura 3.1:

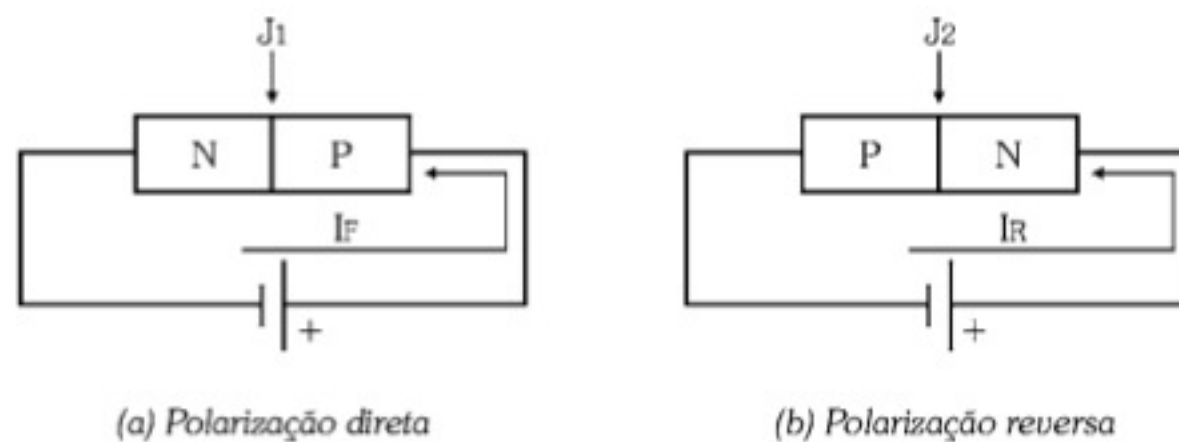


Figura 3.1 - Junções PN polarizadas.

A junção  $J_1$  está diretamente polarizada, enquanto a  $J_2$  está reversamente polarizada. Na junção  $J_1$  há uma corrente direta  $I_F$  de portadores majoritários (positivos por convenção), enquanto na junção  $J_2$  há apenas uma corrente reversa  $I_R$  devido aos portadores minoritários (também positivos e localizados no lado N da junção).

Combinando as junções  $J_1$  e  $J_2$ , temos como resultado dois tipos de transistor, sendo um *NPN*, Figura 3.2(a), e outro *PNP*, Figura 3.2(b).

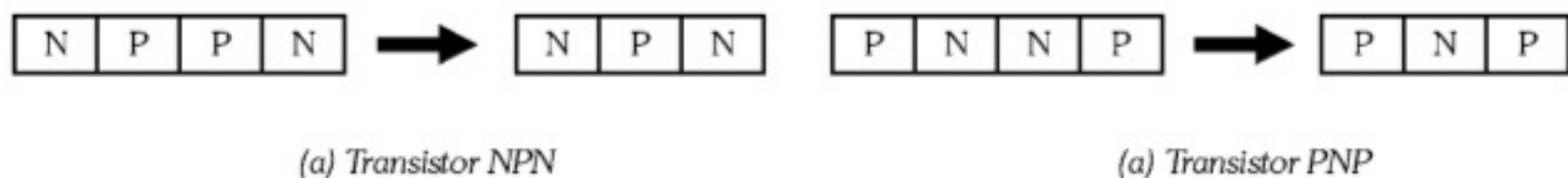


Figura 3.2 - Estrutura dos transistores.

Nos transistores, a região intermediária é denominada *base* (B) que deve ser estreita e pouco dopada, para evitar a recombinação dos pares elétron-lacuna. As outras duas regiões são denominadas *emissor* (E) e *coletor* (C). O emissor é fortemente dopado, enquanto o coletor possui uma dopagem intermediária, mas tem uma área maior, pois é nele que a potência atinge o maior valor no transistor.



O comportamento mais importante do transistor ocorre quando a junção base-emissor é polarizada diretamente e a junção coletor-base reversamente, conforme mostra a Figura 3.3, para o transistor NPN.

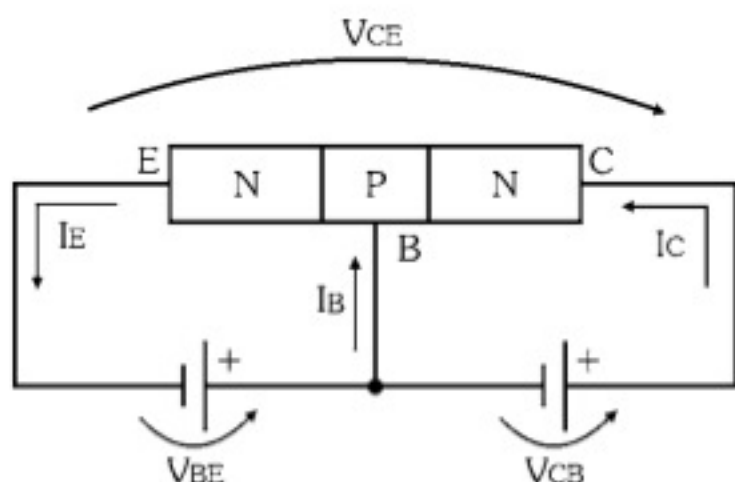


Figura 3.3 - Estrutura do transistor NPN.

E = emissor

B = base

C = coletor

$V_{BE}$  = tensão base-emissor

$V_{CB}$  = tensão coletor-base

$V_{CE}$  = tensão coletor-emissor

$I_E$  = corrente de emissor

$I_B$  = corrente de base

$I_C$  = corrente de coletor

A polarização direta da junção base-emissor provoca uma pequena redução em sua barreira de potencial (0,6V para transistores de silício e 0,3V para transistores de germânio), criando uma resistência de pequeno valor.

A polarização reversa da junção coletor-base provoca o aumento da barreira de potencial e forma uma resistência de elevado valor. A ilustração ao lado mostra claramente o exposto para o transistor NPN.

Façamos a análise do transistor considerando o sentido convencional de corrente, isto é, no mesmo sentido do fluxo de lacunas e no sentido contrário do fluxo de elétrons, como mostra a Figura 3.4.

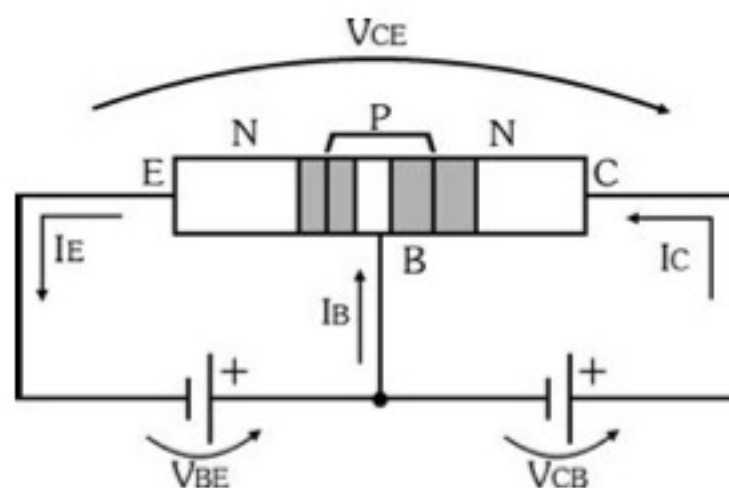


Figura 3.4 - Transistor NPN polarizado.

Na junção base-emissor, por estar diretamente polarizada, há circulação fácil de corrente. Como a base é muito estreita e pouco dopada, o valor da corrente é muito pequeno. Tem-se, então, a corrente de base  $I_B$  que, por convenção, entra pela base e segue em direção ao emissor. Na realidade, o que existe é um fluxo de elétrons do emissor para a base.

Se analisarmos a junção coletor-base isoladamente, por estar reversamente polarizada, não deveria haver circulação de corrente. No entanto, a injeção de elétrons na base proveniente do emissor propicia a condução de corrente do coletor  $I_C$  ao emissor, passando pela base que, como dissemos anteriormente, é muito estreita.



No emissor, as correntes de base e de coletor juntam-se formando a corrente de emissor  $I_E$ .

O principal efeito da corrente de base é que, além de possibilitar a condução de corrente de coletor para emissor,  $I_B$  controla o valor de  $I_C$ . Como  $I_C$  é muito maior do que  $I_B$ , devido ao nível de dopagem do coletor e do emissor, podemos dizer que a corrente  $I_C$  é uma amplificação da corrente  $I_B$ , propriedade que torna o transistor um dos dispositivos mais versáteis da eletrônica.

No transistor há três correntes diferentes, sendo a corrente de base  $I_B$ , cujo valor é muito baixo; a corrente de coletor  $I_C$ , com ordem de grandeza muito maior do que  $I_B$  e a corrente de emissor  $I_E$ , que é a soma das correntes  $I_B$  e  $I_C$ .

Em relação às tensões nos terminais do transistor, tem-se que  $V_{BE}$  e  $V_{CB}$  somadas produzem  $V_{CE}$ .

Assim, para o transistor NPN tem-se:

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{e} \quad V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

A Figura 3.5 mostra a estrutura do transistor PNP. Observe que, em termos de comportamento, as únicas diferenças em relação ao NPN são os sentidos das correntes e as polaridades das tensões.

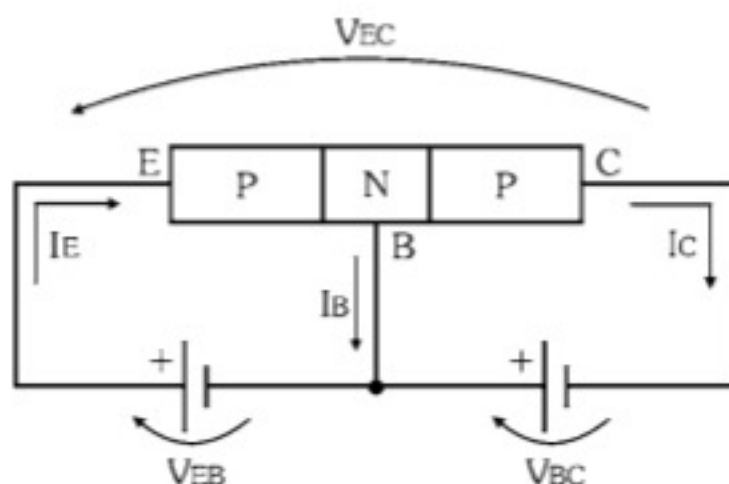


Figura 3.5 - Estrutura do transistor PNP.

E = emissor

B = base

C = coletor

$V_{EB}$  = tensão emissor-base

$V_{BC}$  = tensão base-coletor

$V_{EC}$  = tensão emissor-coletor

$I_E$  = corrente de emissor

$I_B$  = corrente de base

$I_C$  = corrente de coletor

Nesse caso, para o transistor PNP têm-se:

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{e} \quad V_{EC} = V_{BC} + V_{EB}$$

Os símbolos dos transistores NPN e PNP estão na Figura 3.6. Observe que o detalhe que os diferencia é o sentido da seta que representa o emissor, cuja orientação coincide com o sentido da corrente convencional do emissor.



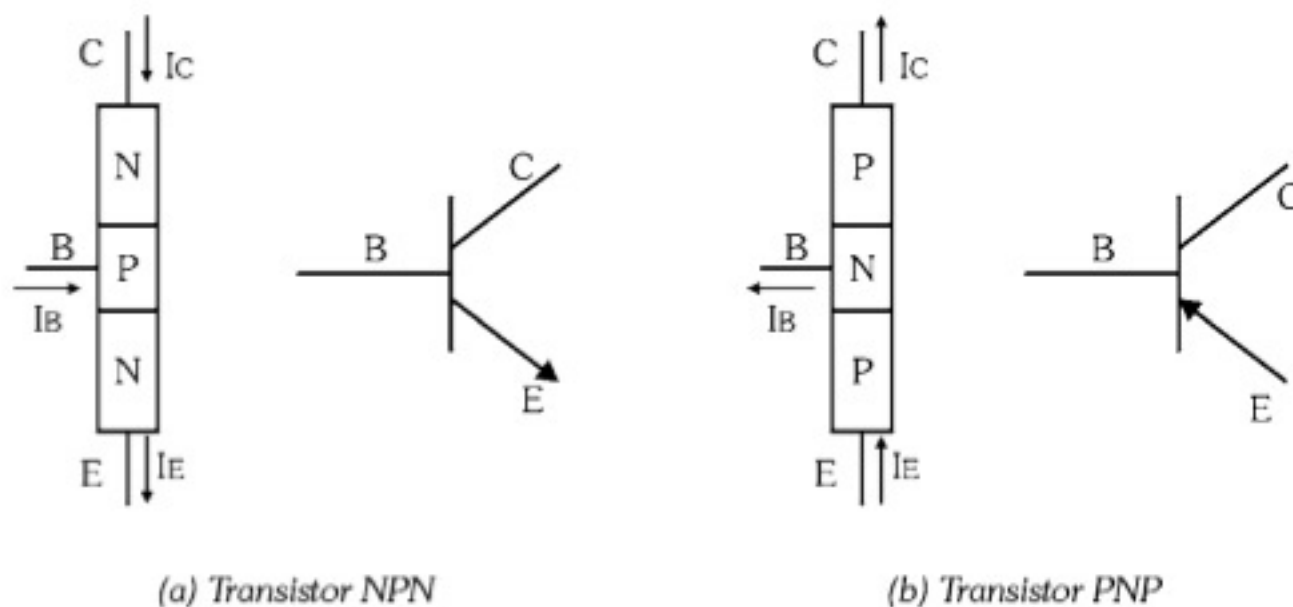


Figura 3.6 - Símbolos dos transistores.

### Ganho de Corrente no Transistor

A especificação do transistor que caracteriza o seu *efeito amplificação de corrente contínua* é simbolizada por  $\beta$ , sendo a relação entre as correntes de coletor  $I_C$  e de base  $I_B$ :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Nos manuais de fabricantes, essa especificação é denominada  $h_{FE}$  e que será usada preferencialmente neste livro.

### Potência Dissipada pelo Transistor - $P_C$

A região de coletor é responsável pela quase totalidade da dissipação de potência, de modo que a potência dissipada pelo transistor é o produto da corrente de coletor  $I_C$  pela tensão entre coletor e emissor  $V_{CE}$ , ou seja:

$$P_C = V_{CE} \cdot I_C$$

## 3.2. Configurações do Transistor

O transistor, por ter três terminais, pode ser utilizado em três configurações distintas, considerando que sempre um dos terminais será entrada do circuito, outro será saída e o terceiro será comum à entrada e à saída.

Cada configuração recebe uma denominação relativa ao terminal comum entre a entrada e a saída, a saber: *emissor comum* (EC), *base comum* (BC) e *coletor comum* (CC).



De forma simplificada, essas configurações estão apresentadas nas Figuras 3.7 e 3.8:

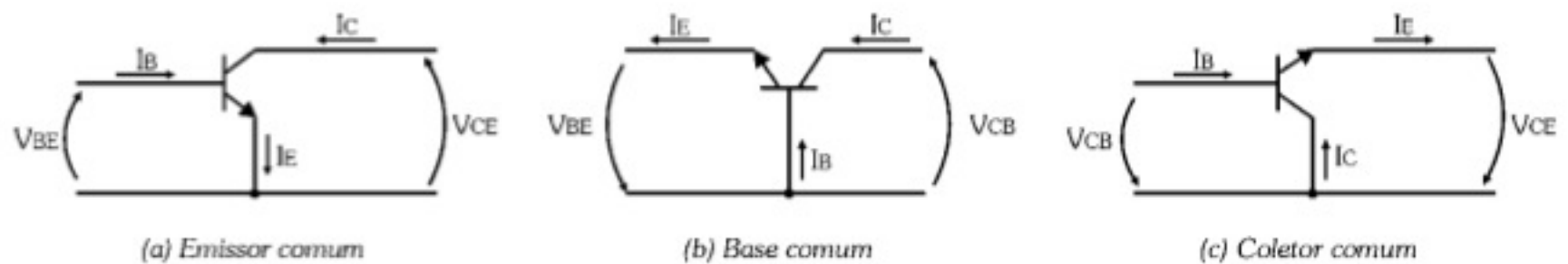


Figura 3.7 - Configurações com transistores NPN.

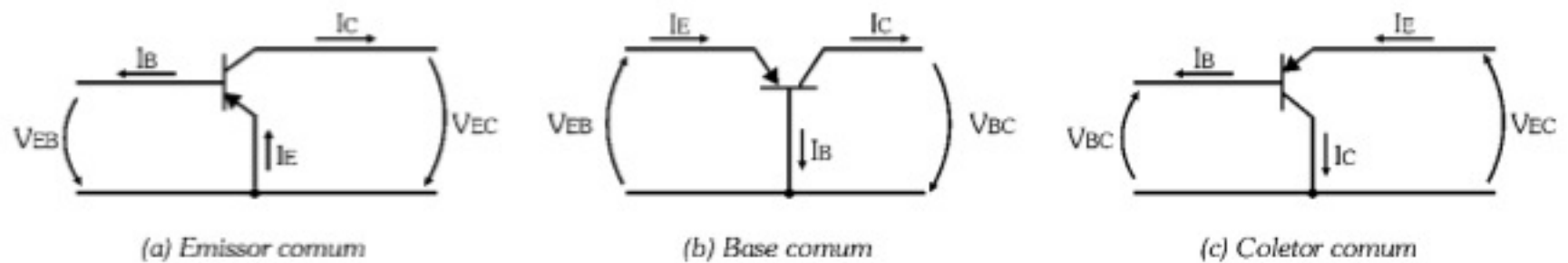


Figura 3.8 - Configurações com transistores PNP.

Cada configuração apresenta características típicas de comportamento para sinais alternados (AC), o que possibilita diversas aplicações.

Os principais parâmetros são:

- Ganho de corrente -  $A_i$
- Ganho de tensão -  $A_v$
- Impedância de entrada -  $Z_i$  ( $i \equiv input \equiv entrada$ )
- Impedância de saída -  $Z_o$  ( $o \equiv output \equiv saída$ )

O *ganho de corrente* ( $A_i$ ) refere-se à amplificação ou à atenuação da corrente de saída do circuito em relação à entrada. O *ganho de tensão* ( $A_v$ ) refere-se à amplificação ou à atenuação da tensão de saída do circuito em relação à entrada. A *impedância de entrada* ( $Z_i$ ) refere-se à impedância equivalente vista por uma fonte de sinal AC ligada na entrada do circuito. A *impedância de saída* ( $Z_o$ ) refere-se à impedância equivalente vista por uma carga ligada na saída do circuito.

A tabela seguinte dá uma ideia da ordem de grandeza das características das três configurações:

| Configuração | Características |           |       |       |
|--------------|-----------------|-----------|-------|-------|
|              | $A_i$           | $A_v$     | $Z_i$ | $Z_o$ |
| EC           | alto            | alto      | média | alta  |
| BC           | $\cong 1$       | alto      | baixa | alta  |
| CC           | alto            | $\cong 1$ | alta  | baixa |



Conforme veremos no decorrer do livro, a principal configuração é a *emissor comum*, pois ela concentra a maioria das aplicações práticas de circuitos transistorizados em todas as áreas. Em seguida vem a configuração *coletor comum*, cujas aplicações principais estão nas áreas de controle e áudio. Já a configuração *base comum* é muito pouco utilizada.

### 3.3. Especificações do Transistor

Neste tópico abordamos as principais *especificações do transistor*, particularmente aquelas que têm aplicação imediata neste e nos capítulos seguintes.

Essas especificações são obtidas nos manuais de fabricantes e são informações básicas para o desenvolvimento de projeto de circuitos transistorizados. Dentre as especificações, há algumas que se configuram como *limitações* que, quando não respeitadas, reduzem a vida útil do transistor utilizado ou o danifica quando ele entra em operação.

#### Ganho de Corrente em Emissor Comum - $h_{FE}$

É o ganho de corrente do transistor operando na configuração emissor comum. Ele é equivalente ao  $\beta$ , mas os manuais o denominam  $h_{FE}$ , que é a sigla desse parâmetro híbrido. Como essa especificação tem uma margem de valores muito grande, deve-se de preferência optar pelo valor mínimo ( $h_{FEmin}$ ).

#### Corrente de Coletor Máxima - $I_{Cmax}$

É a corrente contínua máxima de coletor que circula pelo transistor durante seu funcionamento para que ele opere com segurança.

#### Potência Máxima - $P_{Cmax}$

É a potência contínua máxima de coletor que o transistor pode dissipar durante seu funcionamento para que ele opere com segurança.

O fato de o transistor operar com  $I_C < I_{Cmax}$  não é garantia de que ele esteja protegido. É necessário também verificar se  $P_C < P_{Cmax}$ .

#### Corrente de Coletor para Base com Emissor Aberto - $I_{CBO}$

A Figura 3.9 mostra que se apenas a junção coletor-base estiver polarizada reversamente, surge uma corrente reversa composta apenas de portadores minoritários que é denominada  $I_{CBO}$ . Seu valor máximo à temperatura ambiente é fornecido pelo manual do fabricante.

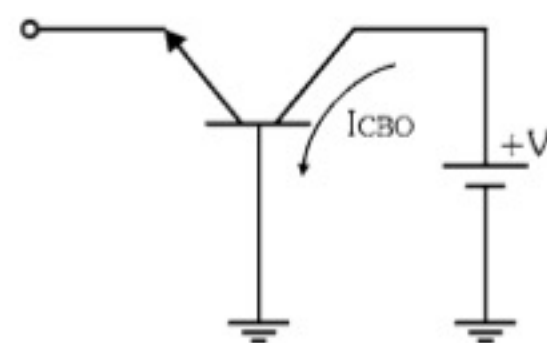


Figura 3.9 - Corrente  $I_{CBO}$ .



Essa corrente é maior para transistores de germânio e menor para transistores de silício. Por exemplo, um transistor de baixa potência de silício à temperatura ambiente (25°C) tem uma corrente  $I_{CBO}$  em torno de  $0,01\mu A$ , enquanto se ele for de germânio, ela vale aproximadamente  $10\mu A$ .

A corrente  $I_{CBO}$  dobra de valor a cada  $10^\circ C$  de aumento na temperatura, de forma que a variação da temperatura é um fator importante para os transistores. Ela deve ser controlada com o uso de dissipadores de calor, assunto que trataremos mais adiante.

### Corrente de Coletor para Emissor com Base Aberta - $I_{CEO}$

A Figura 3.10 mostra que se houver tensão apenas entre coletor e emissor, a junção coletor-base fica polarizada reversamente, de modo que também surgirá uma corrente reversa composta somente de portadores minoritários, cuja denominação é  $I_{CEO}$ .

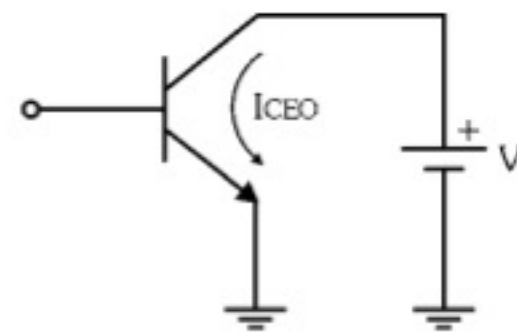


Figura 3.10 - Corrente  $I_{CEO}$ .

O valor máximo de  $I_{CEO}$ , caso não seja fornecido pelo manual do fabricante, pode ser determinado por meio de  $h_{FE}$  e  $I_{CBO}$  com a fórmula:

$$I_{CEO} = I_{CBO} \cdot (h_{FE} + 1)$$

### Tensão de Ruptura entre Coletor e Base com Emissor Aberto - $BV_{CBO}$

Já vimos que no transistor a junção coletor-base deve estar reversamente polarizada.

É necessário garantir que essa tensão reversa não seja maior que a especificação  $BV_{CBO}$ ; caso contrário, ela pode provocar a ruptura (*breakdown*) da junção.

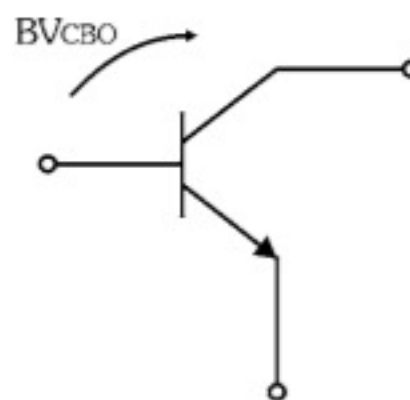


Figura 3.11 - Tensão de ruptura  $BV_{CBO}$ .



## Tensão de Ruptura entre Coletor e Emissor com Base Aberta - $BV_{CEO}$

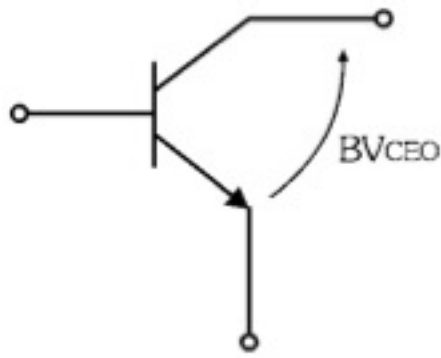


Figura 3.12 - Tensão de ruptura  $BV_{CEO}$ .

A tensão  $V_{CE}$  é uma das mais importantes na polarização de um transistor, conforme veremos mais adiante.

Para proteger o transistor, é necessário que ela seja menor do que a especificação  $BV_{CEO}$ .

## 3.4. Curvas Características do Transistor

O transistor é um dispositivo de três terminais. Ele opera com três correntes e três tensões, como podemos constatar na Figura 3.13.

Bastam as correntes  $I_B$  e  $I_C$  para termos  $I_E$ , do mesmo modo que bastam as tensões  $V_{BE}$  e  $V_{CE}$  para termos  $V_{CB}$ .

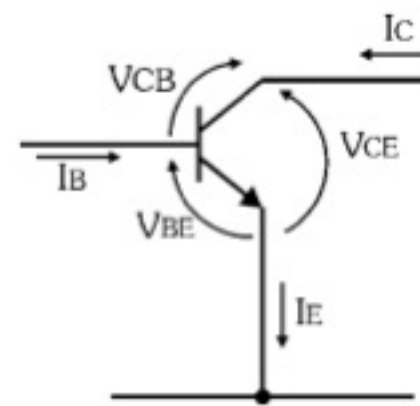


Figura 3.13 - Correntes e tensões no transistor NPN.

As curvas características do transistor estabelecem relações entre variáveis de entrada e de saída para cada configuração, sendo a principal e mais utilizada a configuração em emissor comum.

### 3.4.1. Curvas Características para a Configuração Emissor Comum

A Figura 3.14 mostra um transistor NPN na configuração emissor comum.

Nesse circuito, a entrada é caracterizada pela corrente de base  $I_B$  e pela tensão  $V_{BE}$  e a saída é caracterizada pela corrente de coletor  $I_C$  e pela tensão  $V_{CE}$ .

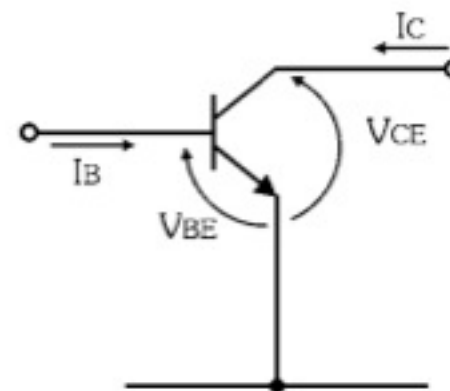


Figura 3.14 - Configuração emissor comum.

A curva característica de entrada é semelhante à curva de um diodo polarizado diretamente, já que a junção base-emissor do transistor deve também ser polarizada diretamente, conforme mostra a Figura 3.15(a).



Observe que se trata de um transistor de silício, de forma que a corrente de base  $I_B$  só é significativa quando a tensão  $V_{BE}$  atinge aproximadamente 0,6V.

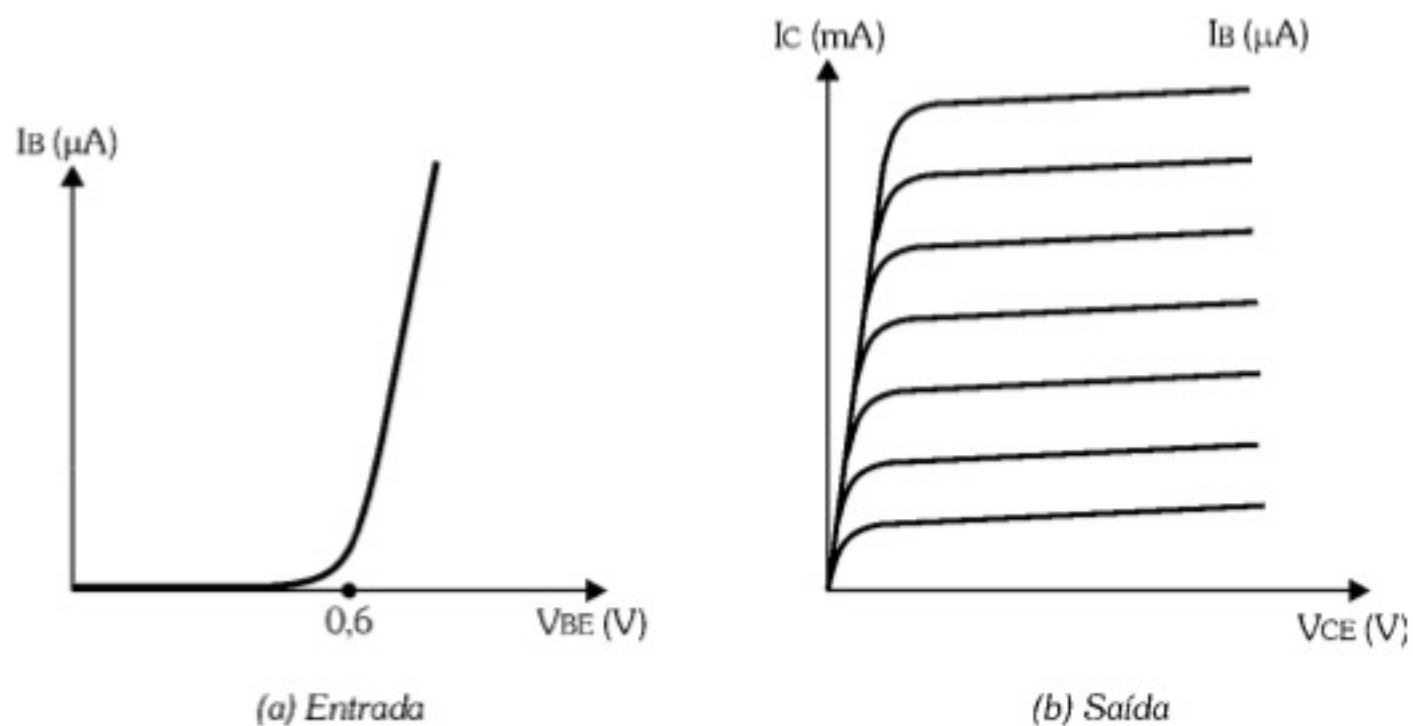


Figura 3.15 - Curvas características do transistor NPN na configuração emissor comum.

A Figura 3.15(b) mostra a *curva característica de saída* do transistor NPN na configuração emissor comum.

O gráfico relaciona três variáveis simultaneamente, sendo duas de saída, que são a corrente de coletor  $I_C$  e a tensão  $V_{CE}$ , e uma de entrada, que é a corrente de base  $I_B$ .

É possível analisar como um sinal aplicado na entrada do transistor comporta-se em sua saída.

### Ponto Quiescente de um Transistor

O *ponto quiescente*  $Q$  de um transistor é a denominação para o seu *ponto de operação*.

Quando o transistor encontra-se polarizado, todas as suas variáveis ficam definidas, ou seja, as correntes  $I_B$ ,  $I_C$  e  $I_E$  e as tensões  $V_{BE}$ ,  $V_{CE}$  e  $V_{CB}$ . Essas variáveis definidas caracterizam o *ponto quiescente* do transistor.

Pelas curvas características de entrada e de saída, vimos que bastam as correntes  $I_B$  e  $I_C$  e as tensões  $V_{BE}$  e  $V_{CE}$  para que o comportamento do transistor fique completamente definido, como indica a Figura 3.16.



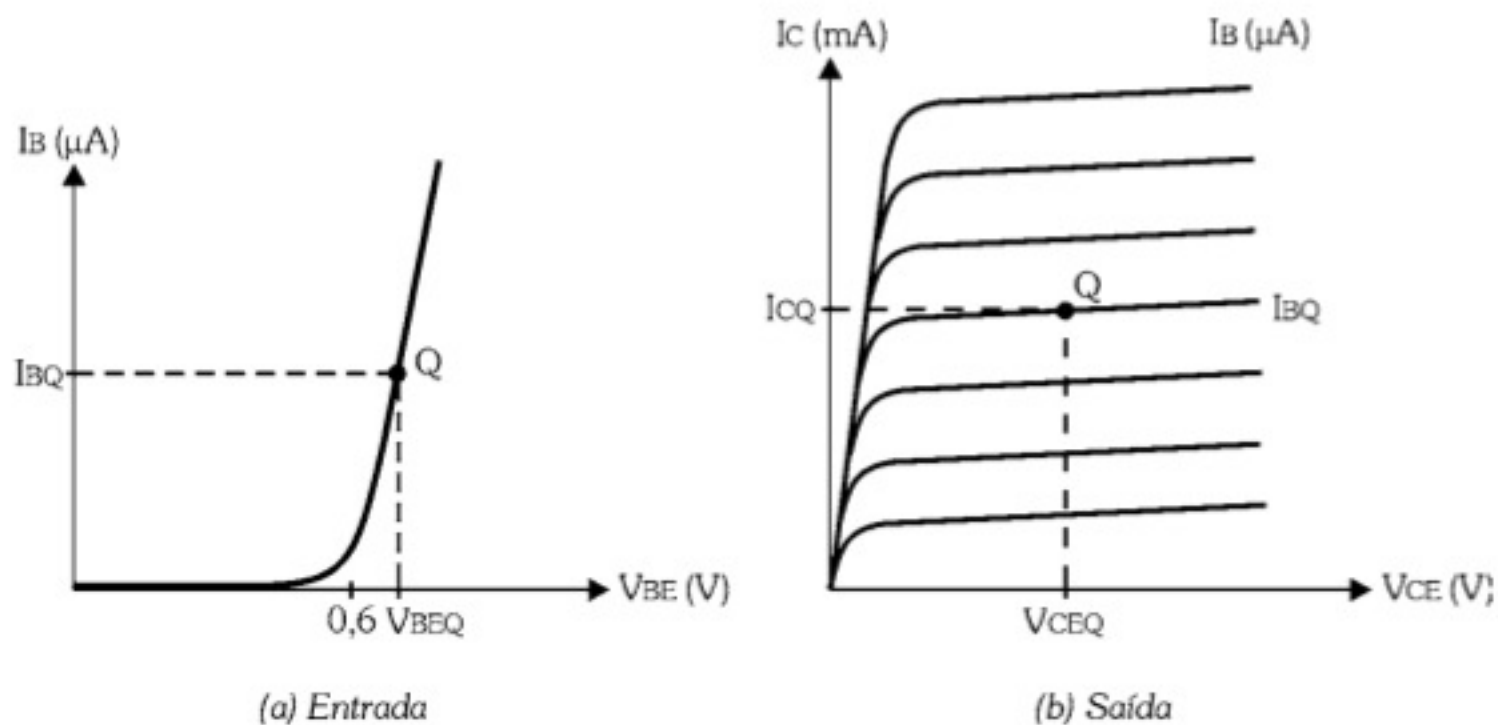


Figura 3.16 - Ponto quiescente do transistor.

O ponto quiescente é fixado pela polarização do transistor, e as variáveis quiescentes se relacionam assim:

- Na curva característica de entrada, a tensão  $V_{BEQ}$ , que é definida pela polarização, fixa o valor de  $I_{BQ}$ .
- Na curva característica de saída, a tensão  $V_{CEQ}$ , que é também definida pela polarização e a corrente  $I_{BQ}$  definida na curva de entrada, fixam o valor de  $I_{CQ}$ .

### Exercício Resolvido

Dadas as curvas características de entrada e de saída de um transistor e considerando que ele se encontra polarizado com  $V_{BEQ} = 0,6V$  e  $V_{CEQ} = 20V$ , determine as correntes  $I_{BQ}$ ,  $I_{CQ}$ ,  $I_{EQ}$  e o ganho de corrente  $h_{FE}$ .

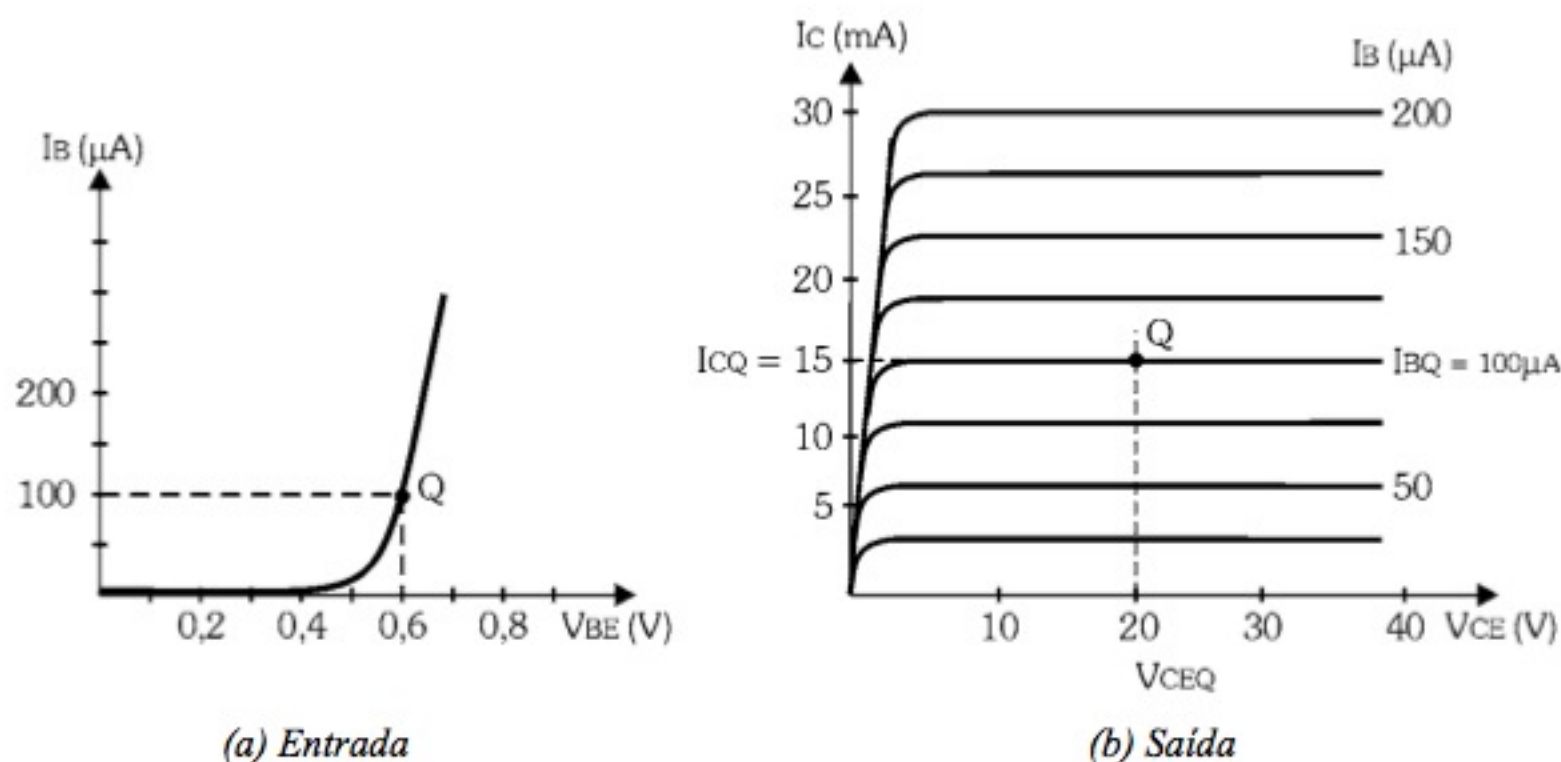


Figura 3.17 - Curvas características de um transistor NPN.



Na Figura 3.17(a), a intersecção da perpendicular à tensão  $V_{BEQ} = 0,6V$  com a curva característica de entrada define o ponto Q de entrada, cujo traçado horizontal identifica a corrente  $I_{BQ} = 100\mu A$ .

Transferindo a corrente  $I_{BQ} = 100\mu A$  para a Figura 3.17(b), a intersecção da perpendicular à tensão  $V_{CEQ} = 20V$  com a curva característica de saída para a corrente  $I_{BQ} = 100\mu A$  define o ponto Q de saída, cujo traçado horizontal identifica a corrente  $I_{CQ} = 15mA$ .

Desses valores quiescentes obtêm-se os demais:

$$I_{EQ} = I_{BQ} + I_{CQ} = 100 \cdot 10^{-6} + 15 \cdot 10^{-3} \Rightarrow I_{EQ} = 15,1mA$$

$$h_{FE} = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow h_{FE} = 150$$

### Limitações do Transistor na Curva Característica de Saída

Algumas especificações do transistor se caracterizam por serem limitações de operação. Elas podem ser visualizadas na curva característica de saída, a saber: corrente máxima de coletor ( $I_{Cmáx}$ ), tensão de ruptura entre coletor e emissor com base aberta ( $BV_{CEO}$ ) e a hipérbole de potência máxima de coletor ( $P_{Cmáx}$ ), a qual identifica todos os pontos em que o produto  $V_{CE} \cdot I_C$  atinge a limitação  $P_{Cmáx}$ , conforme mostra a Figura 3.18.

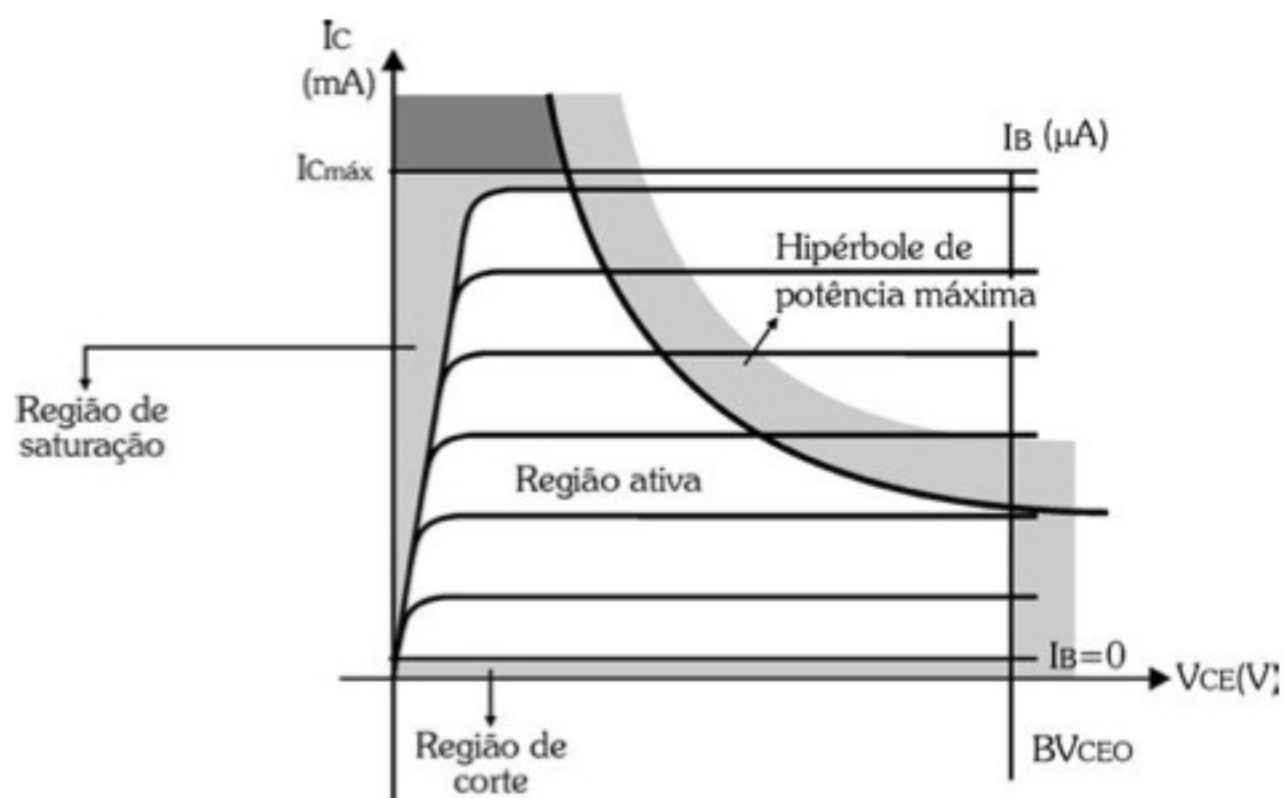


Figura 3.18 - Limitações do transistor na curva característica de saída.



Na figura anterior, as áreas hachuradas destacam as regiões em que o transistor não pode operar, isto é, além da *hipérbole de potência máxima* ( $P_C > P_{Cmáx}$ ), abaixo do limite da *região de corte* ( $I_B < 0$ ) e à esquerda do limite da *região de saturação*.

A área clara na mesma figura identifica a região em que o transistor pode operar, isto é, na *região ativa* ou nos limites de corte e de saturação.

## 3.5. Polarização de Transistores

*Polarizar* um transistor é definir o seu *ponto quiescente*. Isso é feito por meio de uma fonte de alimentação externa, que denominamos  $V_{CC}$  e de resistores que, ligados de forma conveniente aos terminais do transistor, garantem a sua correta operação, isto é, com a junção base-emissor polarizada diretamente e a junção coletor-base reversamente.

### 3.5.1. Configuração Emissor Comum

Há basicamente três tipos de polarização do transistor na configuração emissor comum, e isso vale tanto para o NPN como para o PNP. Nesse caso, priorizamos também o uso do transistor NPN por ser muito mais utilizado, mas resolvemos exercícios com os dois tipos.

#### Polarização por Corrente de Base Constante

O circuito da Figura 3.19 mostra a polarização do transistor por *corrente de base constante*.

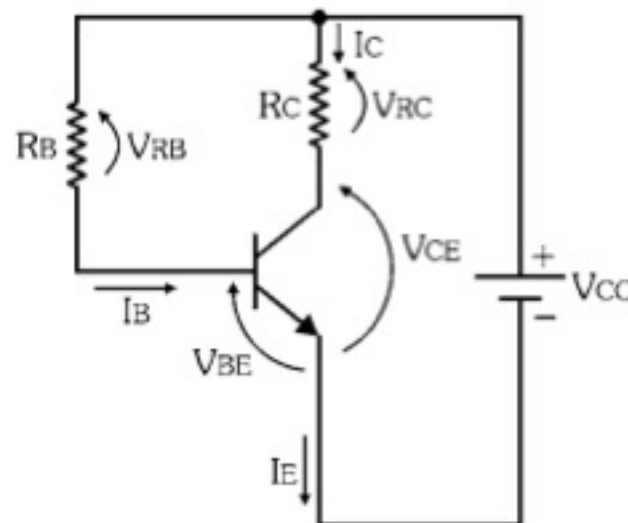


Figura 3.19 - Polarização por corrente de base constante.

A tensão  $V_{BE}$  é praticamente constante e vale aproximadamente 0,6V para os transistores de silício.

Como  $V_{CC}$  é constante, a tensão sobre  $R_B$  também é, de modo que a corrente de base  $I_B$  é constante.



O cálculo dos resistores de polarização  $R_B$  e  $R_C$  deve ser feito a partir das condições desejadas de operação do transistor, das suas especificações e da tensão da fonte de alimentação  $V_{CC}$ .

A partir da malha externa do circuito, obtemos:

$$R_B \cdot I_B + V_{BE} = V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B}}$$

A partir da malha de saída do circuito, obtemos:

$$R_C \cdot I_C + V_{CE} = V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}}$$

Calculados os resistores de polarização, podemos traçar a *reta de carga* do transistor na sua curva característica de saída. Para a determinação da reta de carga é necessário calcular os pontos de *corte* e de *saturação*.

Ponto de corte:

$$I_{C\text{corte}} \cong 0$$

$$R_C \cdot I_{C\text{corte}} + V_{CE\text{corte}} = V_{CC} \Rightarrow R_C \cdot 0 + V_{CE\text{corte}} = V_{CC} \Rightarrow V_{CE\text{corte}} = V_{CC}$$

Ponto de saturação:

$$V_{CE\text{sat}} \cong 0$$

$$R_C \cdot I_{C\text{sat}} + V_{CE\text{sat}} = V_{CC} \Rightarrow R_C \cdot I_{C\text{sat}} + 0 = V_{CC} \Rightarrow I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

A Figura 3.20 mostra a curva característica do transistor com a reta de carga.

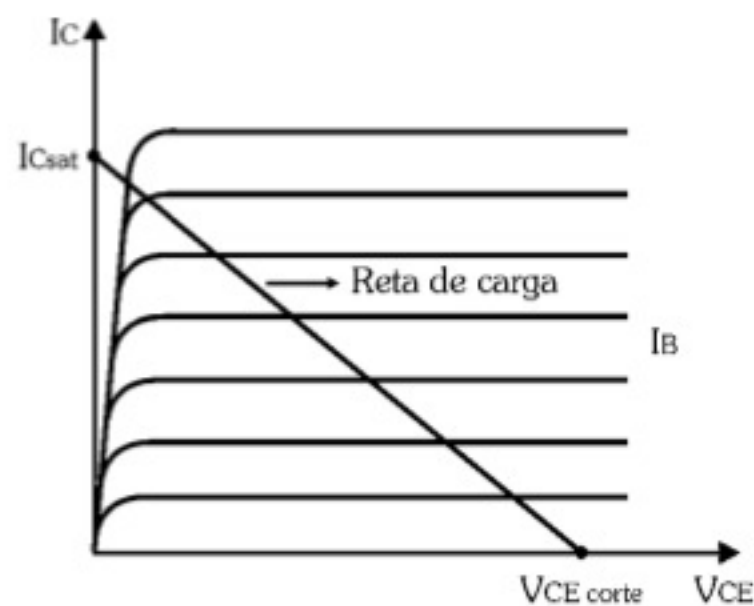


Figura 3.20 - Reta de carga do transistor.



O significado da reta de carga é que o ponto quiescente do transistor só pode estar sobre ela.

O problema desse tipo de polarização é a sua instabilidade em relação à temperatura.

Suponhamos que o transistor esteja polarizado na região ativa, isto é, aproximadamente no centro da reta de carga.

A própria potência dissipada pelo transistor faz com que a sua temperatura interna aumente. Esse aumento de temperatura produz um aumento na corrente de coletor  $I_C$ , de modo que a tensão em  $R_C$  aumenta e  $V_{CE}$  diminui, produzindo um novo aumento de  $I_C$  e assim por diante. Essa realimentação positiva leva o ponto quiescente à saturação.

Por isso, a aplicação desse circuito restringe-se à operação do transistor como uma chave eletrônica, ou seja, apenas nos pontos de corte e saturação. Essa aplicação será analisada no capítulo 5.

### Polarização por Corrente de Emissor Constante

O circuito da Figura 3.21 mostra a polarização do transistor por *corrente de emissor constante*.

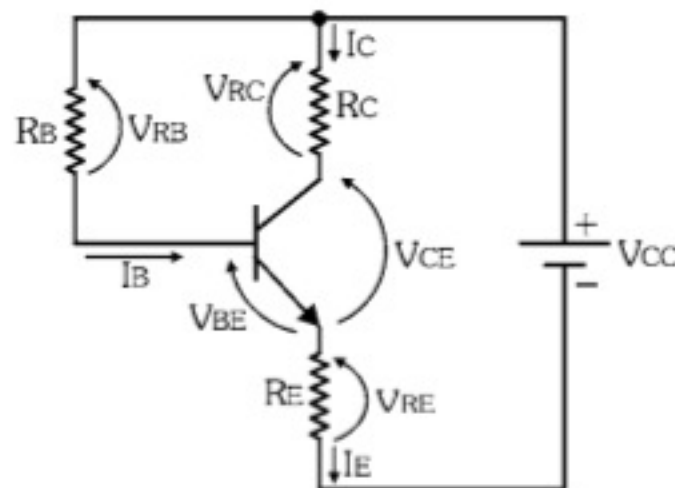


Figura 3.21 - Polarização por corrente de emissor constante.

Esse tipo de polarização utiliza um resistor no emissor cuja função é estabilizar termicamente o transistor.

Suponhamos que o funcionamento do circuito leve o transistor a aumentar a sua temperatura, provocando o aumento da corrente de coletor  $I_C$ .

Com isso a corrente  $I_E$  aumenta e, como consequência, a tensão sobre  $R_E$ , que denominaremos  $V_{RE}$ , também aumenta.

Na malha externa temos  $V_{RB} + V_{BE} + V_{RE} = V_{CC}$ . Como  $V_{CC}$  e  $V_{BE}$  são constantes, o aumento de  $V_{RE}$  provoca a redução de  $V_{RB}$ . Isso causa a redução de  $I_B$  e, conseqüentemente, a redução de  $I_C$ , fechando um ciclo de realimentação negativa e estabilizando termicamente o transistor.



Esse tipo de circuito, por ser termicamente estável, é bastante utilizado como amplificador.

Como vimos, o resistor  $R_E$  tem a função de estabilizar termicamente o transistor. Para isso, a tensão sobre ele não precisa ser elevada. Geralmente se utiliza 10% da tensão  $V_{CC}$  para polarizar o emissor, de modo que:

$$V_{RE} = 0,1.V_{CC} \Rightarrow R_E.I_E = 0,1.V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_E = \frac{0,1.V_{CC}}{I_E}}$$

Como  $h_{FE} > 20$  para praticamente todos os transistores, pode-se considerar  $I_E \cong I_C$ . Essa aproximação é válida porque o erro que ela insere é de no máximo 5% no valor da corrente, que é o mesmo valor da tolerância dos resistores comerciais usados para a polarização.

Para o cálculo de  $R_B$  e  $R_C$ , devem ser consideradas as condições desejadas de operação do transistor, das suas especificações e da tensão da fonte de alimentação  $V_{CC}$ .

A partir da malha externa do circuito, obtemos:

$$R_B.I_B + V_{BE} + 0,1.V_{CC} = V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_B = \frac{0,9.V_{CC} - V_{BE}}{I_B}}$$

A partir da malha de saída do circuito, obtemos:

$$R_C.I_C + V_{CE} + 0,1.V_{CC} = V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_C = \frac{0,9.V_{CC} - V_{CE}}{I_C}}$$

Calculados os resistores de polarização, podemos traçar a *reta de carga* do transistor na sua curva característica de saída. Para a determinação da reta de carga, é necessário calcular os pontos de corte e de saturação do mesmo modo como fizemos para a polarização por corrente de base constante, cujos resultados são:

Ponto de corte:  $I_{C\text{corte}} \cong 0$  e  $V_{CE\text{corte}} = V_{CC}$

Ponto de saturação:  $V_{CE\text{sat}} \cong 0$  e  $I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$

A Figura 3.22 mostra a curva característica do transistor com a reta de carga e o ponto quiescente  $Q$  para o caso em que se deseja que ele esteja fixado no centro da reta de carga, isto é, considerando  $V_{CEQ} = V_{CC} / 2$ .



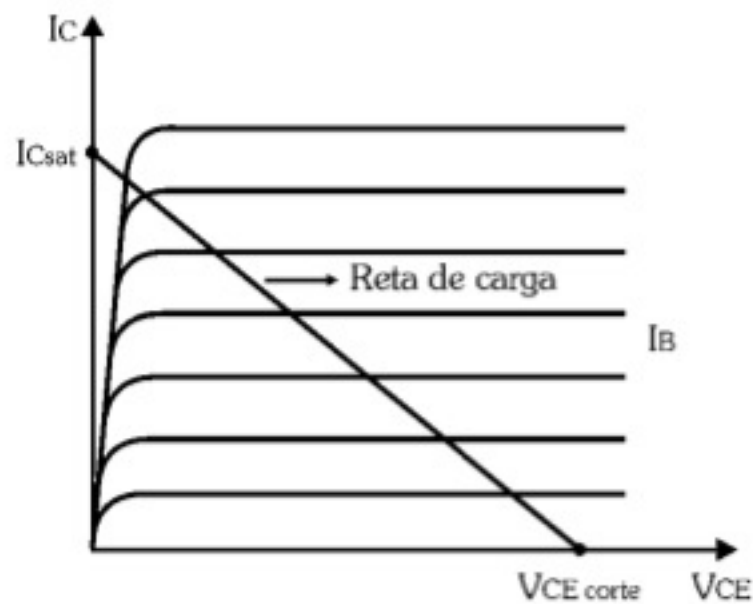


Figura 3.22 - Reta de carga do transistor.

## Exercícios Resolvidos

1) Polarize o transistor BC547 com corrente de emissor constante, na região ativa, sendo  $I_C = 2\text{mA}$ . Use uma fonte de alimentação de 12V.

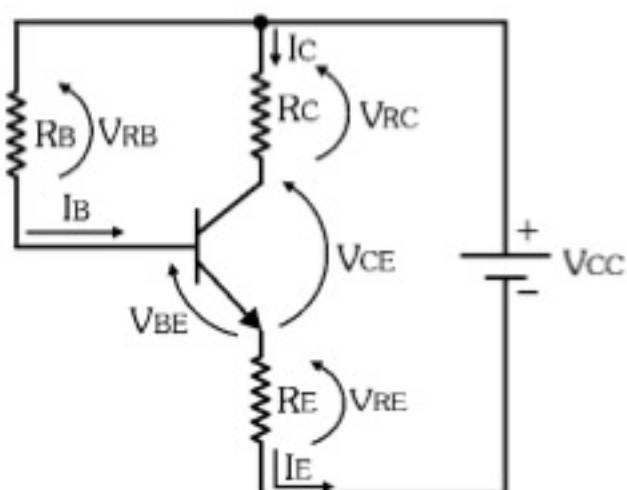


Figura 3.23 - Polarização do BC547.

Especificações do transistor:

- Código: BC547 - silício
- $V_{BE} = 0,6\text{V}$
- $h_{FE\text{mín}} = 110$

Dados:

- $V_{CC} = 12\text{V}$
- $I_C = 2\text{mA}$
- $V_{CE} = V_{CC} / 2$

a) Cálculo de  $R_E$

Como  $h_{FE\text{mín}} = 110$ , considere:  $I_E = I_C = 2\text{mA}$

$$R_E = \frac{0,1 \cdot V_{CC}}{I_E} = \frac{0,1 \cdot 12}{2 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_E = 600\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_E = 560\Omega$

b) Cálculo de  $R_B$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{110} \Rightarrow I_B = 18\mu\text{A}$$



$$R_B = \frac{0,9.V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{0,9.12 - 0,6}{18.10^{-6}} \Rightarrow R_B = 567k\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_B = 560k\Omega$

c) Cálculo de  $R_C$ :

Para polarizar o transistor no centro da região ativa, pode-se usar:

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{12}{2} \Rightarrow V_{CE} = 6V$$

$$R_C = \frac{0,9.V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{0,9.12 - 6}{2.10^{-3}} \Rightarrow R_C = 2400\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_C = 2k2\Omega$

2) Determine a reta de carga do circuito do exercício anterior e localize no gráfico o ponto quiescente Q do transistor.

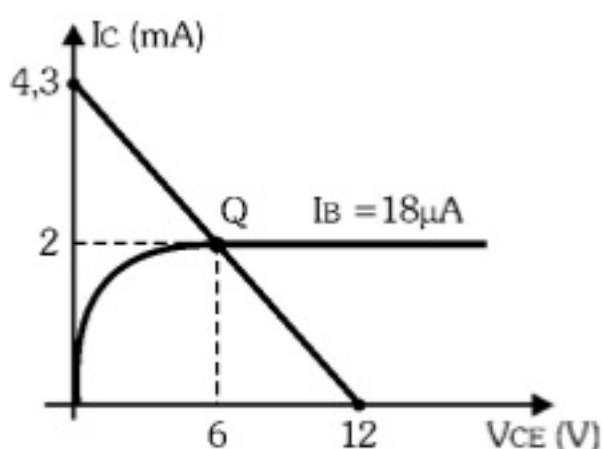
Ponto de corte:  $I_{C\text{corte}} \cong 0$

$$V_{CE\text{corte}} = V_{CC} \Rightarrow V_{CE\text{corte}} = 12V$$

Ponto de saturação:  $V_{CE\text{sat}} \cong 0$

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12}{2,2.10^3 + 560} \Rightarrow I_{C\text{sat}} = 4,3mA$$

O ponto Q do transistor é formado pelos dados do projeto do circuito de polarização e está localizado, aproximadamente, no centro da reta de carga, conforme mostra a Figura 3.24.



Ponto quiescente:

- $I_C = 2mA$
- $I_B = 18\mu A$
- $V_{BE} = 0,6V$
- $V_{CE} = 6V$

Figura 3.24 - Reta de carga e ponto Q.



3) Dado o circuito da Figura 3.25 e considerando  $V_{RE} = 0,1.V_{CC}$ , determine  $I_B$ ,  $I_C$ , e  $V_{CE}$  quiescentes.

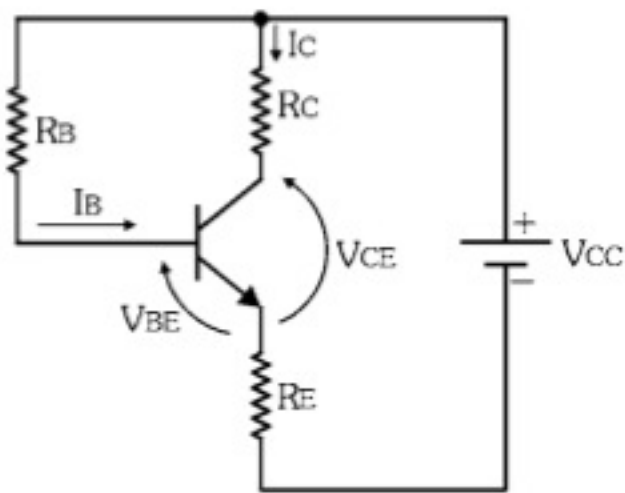


Figura 3.25 - Circuito polarizado.

Especificações do transistor:

- Código: BC550B - silício
- $V_{BE} = 0,6V$
- $h_{FEmin} = 200$

Dados:

- $V_{CC} = 5V$
- $R_B = 100k\Omega$
- $R_C = 220\Omega$

a) Cálculo de  $I_B$ :

$$R_B = \frac{0,9.V_{CC} - V_{BE}}{I_B} \Rightarrow I_B = \frac{0,9.V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{0,9.5 - 0,6}{100.10^3} \Rightarrow I_B = 39\mu A$$

b) Cálculo de  $I_C$ :

Como  $h_{FEmin} = 200$ , tem-se que  $I_C = I_B . h_{FE} = 39.10^{-6}.200 \Rightarrow I_C = 7,8mA$

c) Cálculo de  $V_{CE}$ :

$$R_C = \frac{0,9.V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \Rightarrow V_{CE} = 0,9.V_{CC} - R_C . I_C \Rightarrow$$

$$V_{CE} = 0,9.5 - 220.7,8.10^{-3} \Rightarrow V_{CE} = 2,74V$$

4) Polarize o transistor BC557A com corrente de emissor constante, na região ativa, sendo  $I_C = 10mA$ . Use uma fonte de alimentação de 15V.

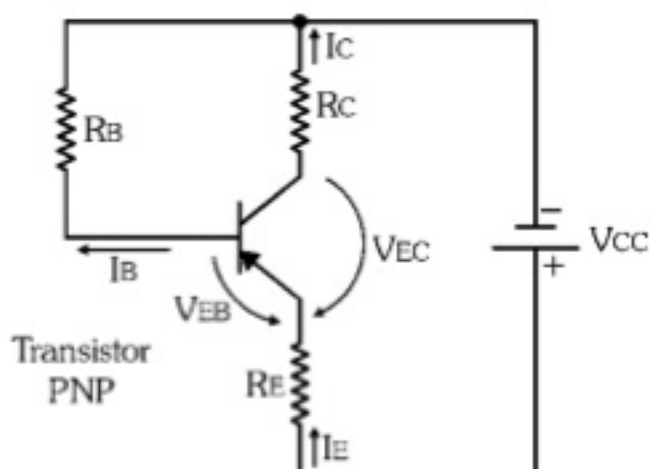


Figura 3.26 - Polarização do BC557A.

Especificações do transistor:

- Código: BC557A - silício
- $V_{EB} = 0,6V$
- $h_{FEmin} = 125$

Dados:

- $V_{CC} = 15V$
- $I_C = 10mA$
- $V_{EC} = V_{CC} / 2$



**a) Cálculo de  $R_E$ :**

Como  $h_{FE_{mín}} = 125$ , pode-se considerar  $I_E = I_C = 10\text{mA}$

$$R_E = \frac{0,1 \cdot V_{CC}}{I_E} = \frac{0,1 \cdot 15}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_E = 150\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_E = 150\Omega$

**b) Cálculo de  $R_B$ :**

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{125} \Rightarrow I_B = 80\mu\text{A}$$

$$R_B = \frac{0,9 \cdot V_{CC} - V_{EB}}{I_B} = \frac{0,9 \cdot 15 - 0,6}{80 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow R_B = 161\text{k}\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_B = 150\text{k}\Omega$

**c) Cálculo de  $R_C$ :**

Para polarizar o transistor no centro da região ativa, pode-se usar:

$$V_{EC} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{15}{2} \Rightarrow V_{EC} = 7,5\text{V}$$

$$R_C = \frac{0,9 \cdot V_{CC} - V_{EC}}{I_C} = \frac{0,9 \cdot 15 - 7,5}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_C = 600\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_C = 560\Omega$

### Polarização por Divisão de Tensão na Base

O circuito da Figura 3.27 mostra a polarização do transistor por *divisão de tensão na base*.

Esse tipo de polarização utiliza um divisor de tensão na base composto por dois resistores,  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$ . Esse divisor, se bem projetado, torna o transistor muito mais estável.

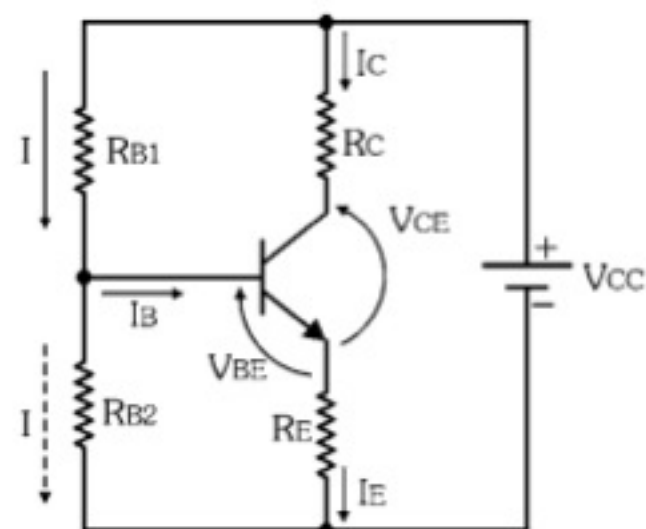


Figura 3.27 - Polarização por divisão de tensão na base.



A ideia básica é dividir a tensão  $V_{CC}$  em dois valores extremamente estáveis, de modo que a tensão em  $R_{B2}$  seja constante. Isso é conseguido fazendo com que a corrente  $I$  que atravessa  $R_{B1}$  seja bem maior que  $I_B$ , tornando esta última desprezível. Assim, a corrente em  $R_{B2}$  será também  $I$ .

Já vimos que o aumento da temperatura provoca aumento em  $I_C$  e  $I_E$ , tendendo a deslocar o ponto quiescente à região de saturação. O aumento de  $I_E$  provoca aumento da tensão em  $R_E$  que força uma diminuição de  $V_{BE}$ , já que a tensão em  $R_{B2}$  é constante. A redução de  $V_{BE}$  reduz  $I_B$  e, conseqüentemente,  $I_C$ .

Para o cálculo de  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$  é preciso, então, definir o valor da corrente  $I$  em função das características do transistor. Vimos que  $I$  precisa ser bem maior do que  $I_B$ . Uma relação prática muito utilizada é considerar  $I$  igual a 10% da corrente de coletor  $I_C$ , já que esta é, em geral, maior que cem vezes  $I_B$ , pois  $I_C = h_{FE} \cdot I_B$ . Assim,  $I = 0,1 \cdot I_C$ .

Novamente, a tensão  $V_{RE}$  é 10% de  $V_{CC}$  para que o resistor  $R_E$  possa servir como sensor da variação de temperatura, isto é,  $V_{RE} = 0,1 \cdot V_{CC}$ .

A partir da malha externa do circuito, obtemos:

$$R_{B2} I = V_{BE} + V_{RE} \Rightarrow R_{B2} \cdot 0,1 I_C = V_{BE} + 0,1 \cdot V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_{B2} = \frac{V_{BE} + 0,1 \cdot V_{CC}}{0,1 I_C}}$$

$$(R_{B1} + R_{B2}) I = V_{CC} \Rightarrow (R_{B1} + R_{B2}) \cdot 0,1 I_C = V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_{B1} = \frac{V_{CC}}{0,1 I_C} - R_{B2}}$$

Na malha de saída do circuito, temos:

$$V_{RE} = 0,1 \cdot V_{CC} \Rightarrow R_E I_E = 0,1 \cdot V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_E = \frac{0,1 \cdot V_{CC}}{I_E}}$$

$$R_C I_C + V_{CE} + 0,1 \cdot V_{CC} = V_{CC} \Rightarrow \boxed{R_C = \frac{0,9 \cdot V_{CC} - V_{CE}}{I_C}}$$

Nesse circuito, a reta de carga é definida por:

$$\text{Ponto de corte:} \quad I_{C\text{corte}} \cong 0 \quad \text{e} \quad V_{CE\text{corte}} = V_{CC}$$

$$\text{Ponto de saturação:} \quad V_{CE\text{sat}} \cong 0 \quad \text{e} \quad I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

A Figura 3.28 mostra a curva característica do transistor com a reta de carga e o ponto quiescente  $Q$  em seu centro, isto é, considerando  $V_{CEQ} = V_{CC} / 2$ .



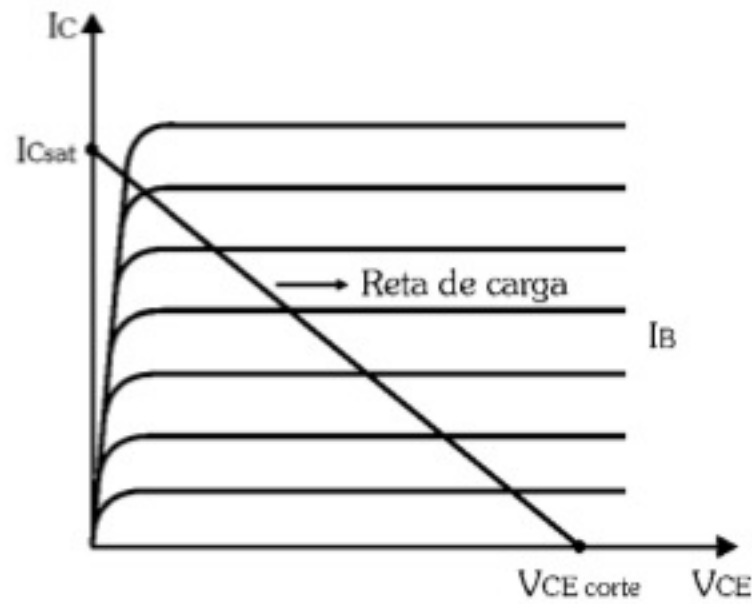


Figura 3.28 - Reta de carga do transistor.

### Exercícios Resolvidos

- 1) Polarize o transistor 2N3904 com divisor de tensão na base, na região ativa, sendo  $I_C = 10\text{mA}$  e usando uma fonte de alimentação de  $12\text{V}$ .

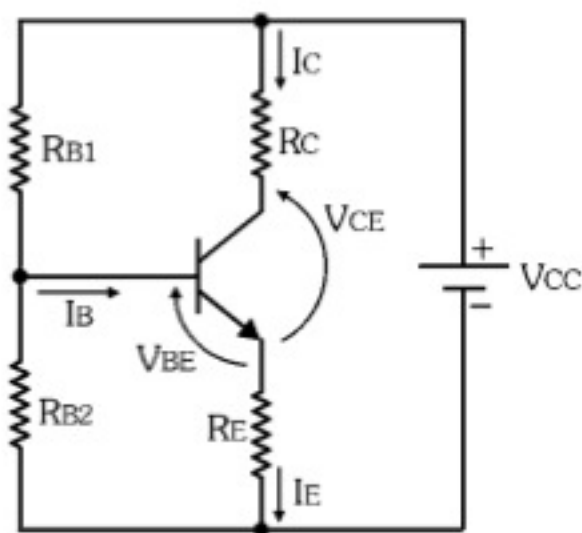


Figura 3.29 - Polarização do 2N3904.

Especificações do transistor:

- Código: 2N3904 - silício
- $V_{BE} = 0,6\text{V}$
- $h_{FE\text{mín}} = 100$

Dados:

- $V_{CC} = 12\text{V}$
- $I_C = 10\text{mA}$
- $V_{CE} = V_{CC} / 2$

a) Cálculo de  $R_E$ :

Como  $h_{FE\text{mín}} = 100$ , pode-se considerar:  $I_E = I_C = 10\text{mA}$

$$R_E = \frac{0,1 \cdot V_{CC}}{I_E} = \frac{0,1 \cdot 12}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_E = 120\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_E = 120\Omega$

b) Cálculo de  $R_{B2}$ :

$$R_{B2} = \frac{V_{BE} + 0,1 \cdot V_{CC}}{0,1 \cdot I_C} \Rightarrow R_{B2} = \frac{0,6 + 0,1 \cdot 12}{0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_{B2} = 1,8\text{k}\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_{B2} = 1,8\text{k}\Omega$



c) Cálculo de  $R_{B1}$ :

$$R_{B1} = \frac{V_{CC}}{0,1 \cdot I_C} - R_{B2} \Rightarrow R_{B1} = \frac{12}{0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} - 1800 \Rightarrow R_{B1} = 10,2 \text{ k}\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_{B1} = 10 \text{ k}\Omega$

d) Cálculo de  $R_C$ :

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{12}{2} \Rightarrow V_{CE} = 6 \text{ V}$$

$$R_C = \frac{0,9 \cdot V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \Rightarrow R_C = \frac{0,9 \cdot 12 - 6}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_C = 480 \Omega$$

Valor comercial adotado  $R_C = 470 \Omega$

2) Considere o circuito da Figura 3.30 e determine os valores de  $V_{CE}$ ,  $I_C$  e  $I_B$  quiescentes.

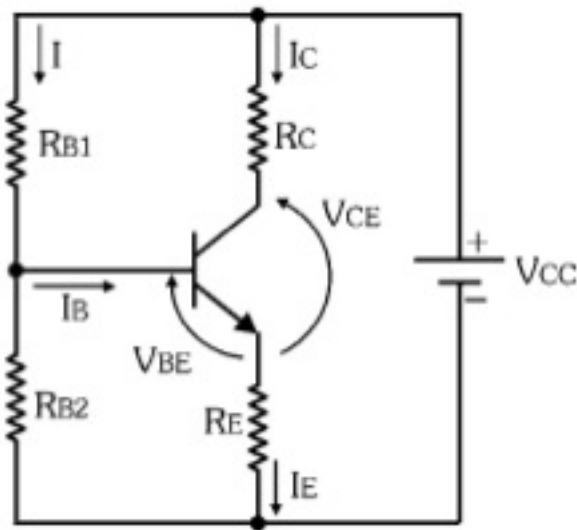


Figura 3.30 - Polarização do BC547B.

Especificações do transistor:

- Código BC547B - silício
- $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$
- $h_{FE_{\text{mín}}} = 200$

Dados:

- $V_{CC} = 9 \text{ V}$
- $R_C = 330 \Omega$
- $R_{B1} = 15 \text{ k}\Omega$
- $I = 0,1 \cdot I_C$
- $V_{RE} = 0,1 \cdot V_{CC}$
- $R_E = 180 \Omega$
- $R_{B2} = 3,3 \text{ k}\Omega$

a) Cálculo de  $I_C$ :

$$I_C = I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{0,1 \cdot V_{CC}}{R_E} \Rightarrow I_C = \frac{0,1 \cdot 9}{180} \Rightarrow I_C = 5 \text{ mA}$$

b) Cálculo de  $V_{CE}$ :

$$R_C = \frac{0,9 \cdot V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \Rightarrow V_{CE} = 0,9 \cdot V_{CC} - R_C \cdot I_C \Rightarrow$$

$$V_{CE} = 0,9 \cdot 9 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot 330 \Rightarrow V_{CE} = 6,45 \text{ V}$$

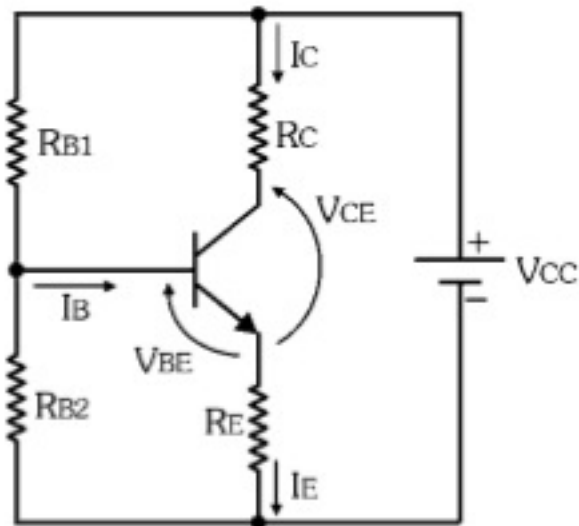


c) Cálculo de  $I_B$ :

$$h_{FE} = 200$$

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{200} \Rightarrow I_B = 25 \mu A$$

3) Considere o circuito da Figura 3.31 e determine os valores de  $V_{CE}$  e  $I_C$  quiescentes pelo traçado da reta de carga, sabendo-se que  $I_B = 20 \mu A$ .



Dados:

- $V_{CC} = 30V$
- $R_C = 2,2k\Omega$
- $R_E = 800\Omega$
- $I_B = 20\mu A$

Figura 3.31 - Polarização de um transistor de silício.

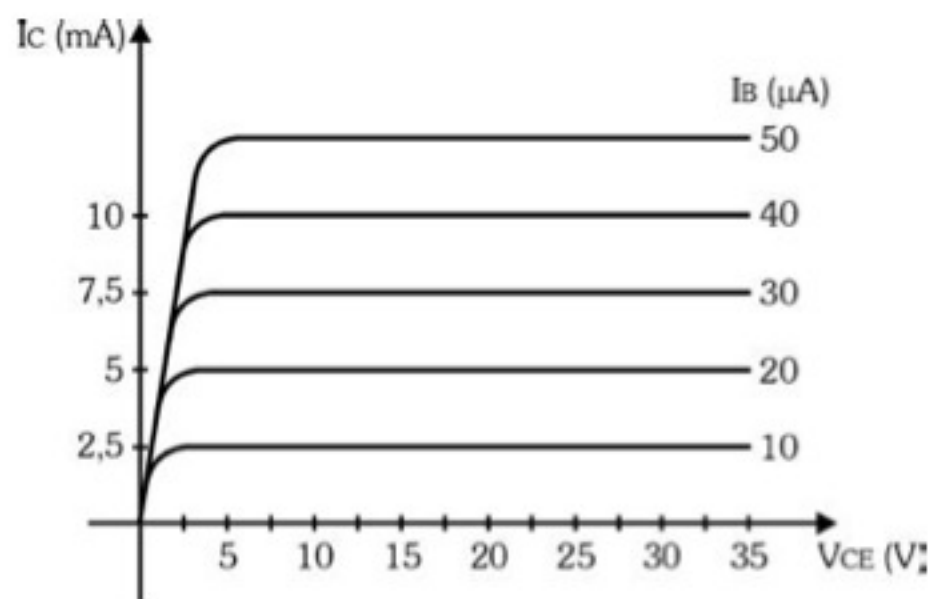


Figura 3.32 - Curva característica.

a) Traçado da reta de carga:

$$\text{Ponto de corte: } V_{CE\text{corte}} = V_{CC} \Rightarrow V_{CE\text{corte}} = 30V$$



Ponto de saturação:

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{30}{2,2 \cdot 10^3 + 800} = \frac{30}{3 \cdot 10^3} \Rightarrow I_{C\text{sat}} = 10\text{mA}$$

A reta de carga está mostrada na Figura 3.33.

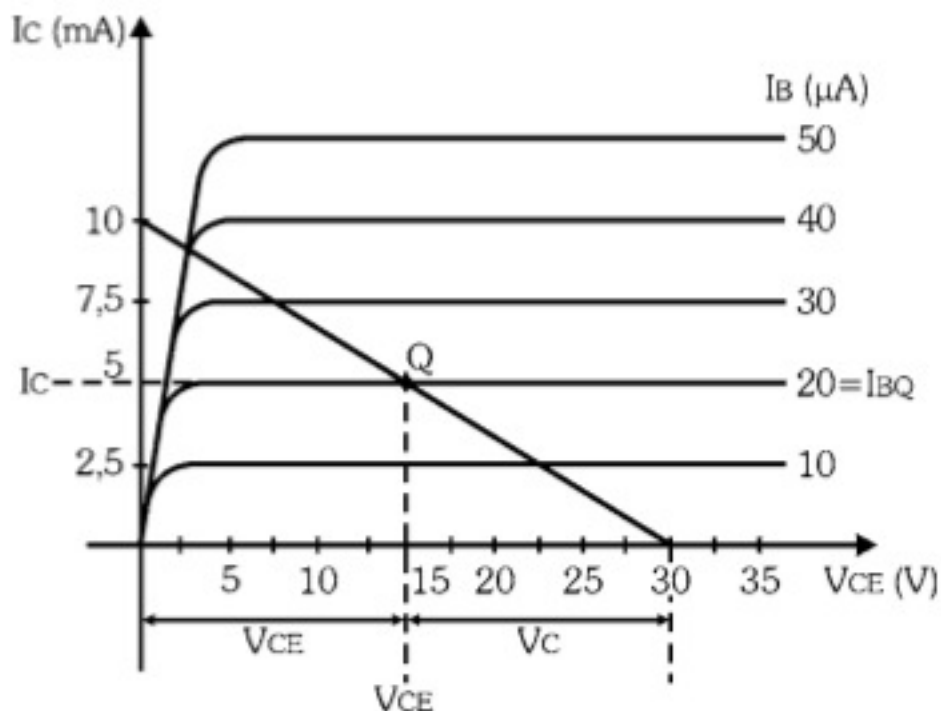


Figura 3.33 - Curva característica com reta de carga.

**b) Localização do ponto Q:**

Conhecido o valor de  $I_B$ , e como o ponto Q localiza-se sobre a reta de carga, o encontro da curva referente a  $I_B = 20\mu\text{A}$  com a reta de carga define o ponto Q.

**c) Determinação de  $I_C$  quiescente:**

Pelo ponto Q trace uma perpendicular ao eixo  $I_C$ , determinando o valor de  $I_C = 5\text{mA}$ .

**d) Determinação de  $V_{CE}$  quiescente:**

Pelo ponto Q trace uma perpendicular ao eixo  $V_{CE}$ , determinando o valor de  $V_{CE} = 15\text{V}$ .

## 3.6. Influência da Temperatura nos Transistores

O transistor é muito sensível à temperatura. Seu aumento pode comprometer tanto o seu comportamento quanto a sua vida útil.

Os fabricantes especificam a temperatura máxima admissível na junção ( $T_{j\text{máx}}$ ). Para o germânio ela pode estar entre 80 e 100°C e para o silício entre 150 e 200°C. Por isso, é necessário estabilizar a temperatura do transistor.



Um dos recursos é garantir uma boa ventilação dentro do equipamento onde se encontra o circuito que contém transistores e demais dispositivos semicondutores. Isso pode ser feito por meio de aberturas que permitam a circulação de ar ou por ventiladores internos (*cooler*).

Há um outro recurso técnico que também é muito comum para facilitar a troca de calor do transistor com o ambiente. Trata-se do *dissipador de calor* ou *radiador de calor*, como o da Figura 3.34.

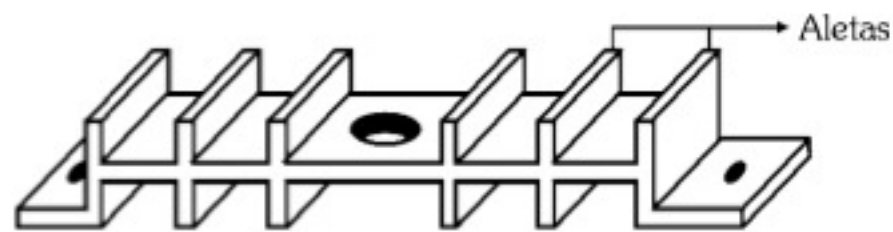


Figura 3.34 - Dissipador de calor.

O dissipador é um elemento que permite elevar consideravelmente a capacidade de dissipação dos semicondutores. Comercialmente, há diversos tipos, sendo alguns com formatos específicos para determinados encapsulamentos.

No transistor, a junção base-emissor dissipa uma potência muito pequena em função dos baixos valores da corrente  $I_B$  e da tensão  $V_{BE}$ .

A junção coletor-base pode dissipar potências elevadas em virtude de a tensão  $V_{CE}$  ser maior e, principalmente, de a corrente de coletor  $I_C$  poder atingir valores muito elevados. O mesmo ocorre com a potência do coletor, pois  $P_C = V_{CE} \cdot I_C$ .

Essa potência é a responsável por elevar a temperatura da junção a um valor que pode comprometer o dispositivo.

O gráfico da Figura 3.35 é um exemplo de *diagrama de dissipação máxima* de um transistor.

Ele mostra que, se a temperatura do encapsulamento for no máximo  $50^\circ\text{C}$ , a especificação  $P_{C\text{máx}} = 350\text{mW}$  do transistor pode ser considerada. No entanto, se a temperatura atingir  $75^\circ\text{C}$ , a potência de dissipação máxima a ser considerada cai para  $P_{C\text{máx}} = 250\text{mW}$ .

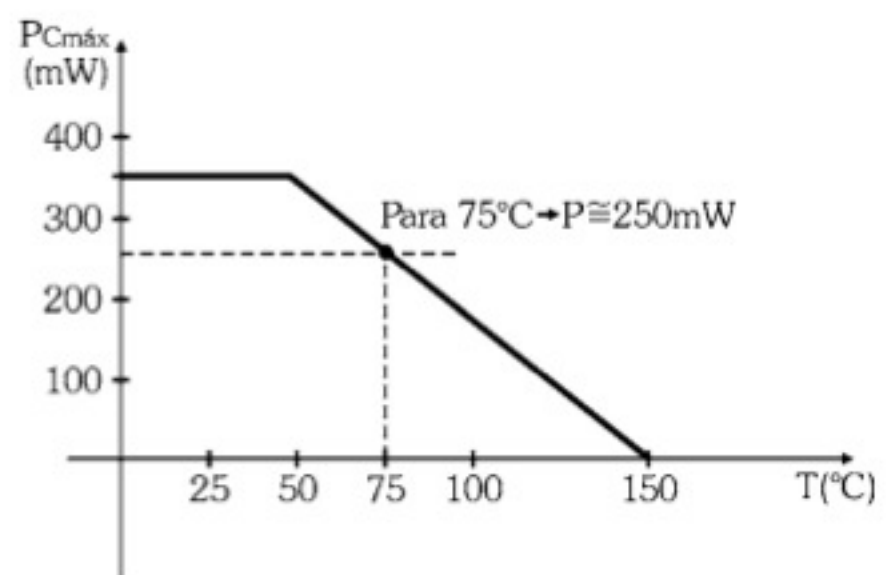


Figura 3.35 - Diagrama de dissipação máxima.



Já com a conexão de um dissipador de calor adequado, o transistor pode operar com  $P_{Cmáx} = 350mW$  e nas mesmas condições elétricas que produziram na junção a temperatura de  $75^{\circ}C$ , sem que ela seja atingida.

### Resistência Térmica - $R_{th}$

A dificuldade apresentada por um corpo em conduzir calor chama-se *resistência térmica*, que é simbolizada por  $R_{th}$  e cuja unidade de medida é  $[^{\circ}C/W]$ .

A resistência térmica equivale à relação entre a diferença das temperaturas da junção ( $T_j$ ) e do ar ( $T_a$ ) e a potência dissipada  $P$ , isto é:

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P}$$

O objetivo desse cálculo é garantir que a temperatura da junção não ultrapasse o valor máximo especificado pelo fabricante, o que acarretaria a destruição do componente.

Sem a colocação de um dissipador de calor, a resistência térmica ( $R_{th}$ ) de um transistor equivale à resistência entre a *junção e o ar* ( $R_{thj-a}$ ). Esta é a soma das resistências térmicas entre *junção e encapsulamento (case)*, denominada  $R_{thj-c}$  e entre *encapsulamento e ar*, denominada  $R_{thc-a}$ .

$$R_{thj-a} = R_{thj-c} + R_{thc-a}$$

Esquemáticamente:

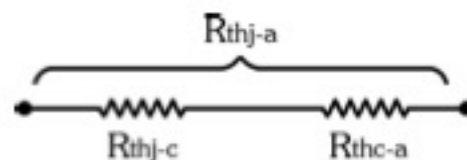


Figura 3.36 - Resistência térmica sem dissipador.

Todos esses valores de resistência térmica são especificados pelo fabricante do componente. Quando o fabricante omite  $R_{thc-a}$ , normalmente significa que seu valor seja elevado. Nesse caso, deve-se assegurar a utilização de um dissipador de calor de baixa resistência quando a potência dissipada no circuito for elevada.

Assim, pode-se calcular  $T_j$  do dispositivo pela equação:

$$T_j = T_a + R_{thc-a} \cdot P_c \quad \text{em que } P_c = \text{potência do transistor}$$



## Exercício Resolvido

Calcule a  $T_j$  de operação de um transistor nas condições dadas a seguir e verifique se há necessidade de colocação de dissipador de calor.

Dados do transistor:

- $R_{thj-c} = 10^\circ\text{C/W}$
- $R_{thc-a} = 90^\circ\text{C/W}$
- $T_{j\text{máx}} = 120^\circ\text{C}$

Dados de operação:

- $P_C = 2\text{W}$
- $T_a = 25^\circ\text{C}$

Sabendo-se que  $R_{thj-a} = R_{thj-c} + R_{thc-a}$ , tem-se:

$$R_{thj-a} = 10 + 90 = 100^\circ\text{C/W}$$

Nas condições dadas, a temperatura da junção é:

$$T_j = T_a + R_{thj-a} \cdot P_C = 25 + 100 \cdot 2 = 225^\circ\text{C}$$

Verifica-se, portanto, que o componente nessas condições de operação queimaria, pois a  $T_j$  ultrapassa  $T_{j\text{máx}}$ .

Considerando que não seja possível reduzir a potência dissipada e que a temperatura ambiente não pode ser reduzida significativamente, a alternativa para a proteção do semicondutor é colocar um dispositivo de baixa resistência térmica entre o encapsulamento e o ar. A Figura 3.37 mostra a "associação paralela" de resistências térmicas que permite reduzir a resistência equivalente entre o encapsulamento e o ar e, assim, reduzir as temperaturas do encapsulamento e, conseqüentemente, da junção.

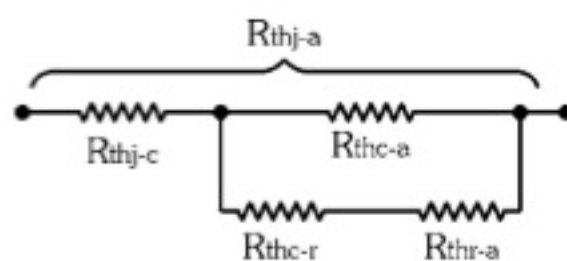


Figura 3.37 - Resistência térmica com dissipador.

Em que:

- $R_{thj-c}$  - Resistência térmica junção-encapsulamento (*junction-case*)
- $R_{thc-a}$  - Resistência térmica encapsulamento-ar (*case-air*)
- $R_{thc-r}$  - Resistência térmica encapsulamento-dissipador (*case-radiator*)
- $R_{thr-a}$  - Resistência térmica dissipador-ar (*radiator-air*)



A resistência térmica total, desde a junção até o ar ( $R_{thj-a}$ ), é o equivalente entre as resistências térmicas da estrutura, ou seja:

$$R_{thj-a} = R_{thj-c} + R_{thc-a} // (R_{thc-r} + R_{thr-a})$$

Considerando-se  $R_{thc-a} \gg R_{thc-r} + R_{thr-a}$ , tem-se:

$$R_{thj-a} = R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-a}$$

A Figura 3.38 apresenta em corte um transistor com um dissipador de calor.

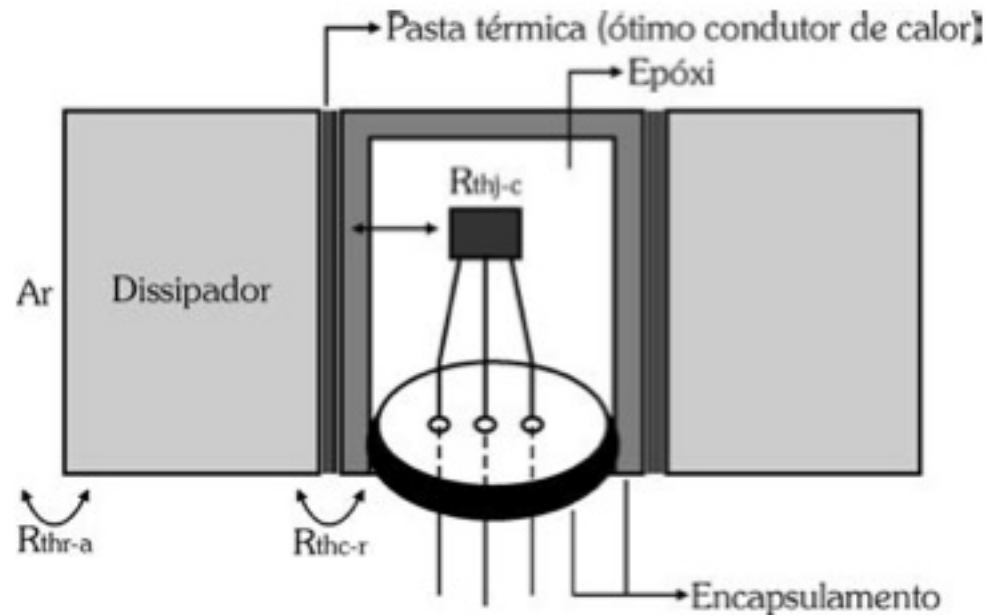


Figura 3.38 - Transistor com dissipador de calor.

O calor produzido pela alta temperatura da junção do transistor é irradiado para o seu encapsulamento, passando para o dissipador (radiador) e finalmente para o ar.

A resistência térmica encapsulamento-dissipador ( $R_{thc-r}$ ) assume pequenos valores, ainda mais se acoplarmos o dissipador ao transistor utilizando *pasta térmica*, que é um ótimo condutor de calor.

A montagem sem dissipador só é viável quando a potência dissipada no semicondutor for pequena, pois como vimos, a resistência térmica junção-ar ( $R_{thj-a}$ ) é relativamente grande.



## Exercícios Resolvidos

- 1) Calcule a  $T_j$  de operação de um transistor nas mesmas condições indicadas no exercício anterior com a colocação de dissipador de calor.

Dados do transistor:

- $R_{thj-c} = 10^\circ\text{C/W}$
- $R_{thc-a} = 90^\circ\text{C/W}$
- $T_{jm\acute{a}x} = 120^\circ\text{C}$

Dados de operação:

- $P_C = 2\text{W}$
- $T_a = 25^\circ\text{C}$

Dados do dissipador:

- $R_{thc-r} = 1^\circ\text{C/W}$
- $R_{thr-a} = 10^\circ\text{C/W}$

Sabendo-se que  $R_{thj-a} = R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-a}$ , tem-se:

$$R_{thj-a} = 10 + 1 + 10 = 21^\circ\text{C/W}$$

Nas condições dadas, a temperatura da junção é:

$$T_j = T_a + R_{thj-a} \cdot P_C = 25 + 21 \cdot 2 = 67^\circ\text{C}$$

Verifica-se, portanto, que o componente nessas condições de operação funcionaria perfeitamente, pois a  $T_j \ll T_{jm\acute{a}x}$ .

- 2) Calcule o valor de  $P_{Cm\acute{a}x}$  para a temperatura ambiente de  $40^\circ\text{C}$  utilizando ainda o dissipador de calor.

Sabendo-se que  $P_{Cm\acute{a}x}$  é atingido com  $T_{jm\acute{a}x}$ , tem-se:

$$T_{jm\acute{a}x} = T_a + R_{thj-a} \cdot P_{Cm\acute{a}x} \Rightarrow 120 = 40 + 21 \cdot P_{Cm\acute{a}x} \Rightarrow$$

$$P_{Cm\acute{a}x} = \frac{120 - 40}{21} \Rightarrow P_{Cm\acute{a}x} = 3,8\text{W}$$

A tabela seguinte mostra, em exemplos, o resultado do uso de dissipadores.

| Transistor | $R_{thj-a}$<br>( $^\circ\text{C/W}$ ) | $P_{Cm\acute{a}x}$<br>(sem dissipador) | $R_{thj-c}$<br>( $^\circ\text{C/W}$ ) | $P_{Cm\acute{a}x}$<br>(com dissipador) |
|------------|---------------------------------------|--|---------------------------------------|--|
| TIP 29     | 62,5                                  | 2W ( $150^\circ\text{C}$ )             | 4,17                                  | 30W ( $150^\circ\text{C}$ )            |
| TIP 33     | 35,7                                  | 3,5W ( $150^\circ\text{C}$ )           | 1,56                                  | 80W ( $150^\circ\text{C}$ )            |
| BD 134     | 100                                   | 1,25W ( $25^\circ\text{C}$ )           | 10                                    | 8W ( $70^\circ\text{C}$ )              |
| 2N3055     | -                                     | -                                      | 1,5                                   | 115W ( $25^\circ\text{C}$ )            |

A próxima tabela fornece a *resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador* ( $R_{thc-r}$ ) para vários tipos de montagem e alguns encapsulamentos de transistores.



| Encapsulamento | Montagem a seco<br>$R_{thc-r}$ [ $^{\circ}C/W$ ] | Montagem com pasta<br>térmica<br>$R_{thc-r}$ [ $^{\circ}C/W$ ] | Montagem com<br>mica e pasta térmica<br>$R_{thc-r}$ [ $^{\circ}C/W$ ] |
|----------------|--|--|---|
| TO3            | 0,5 a 0,7  | 0,3 a 0,5  | 0,4 a 0,6   |
| TO220          | 1,0 a 1,3  | 0,6 a 0,8  | 0,8 a 1,1   |
| TO202          | 1,5 a 2,0  | 0,9 a 1,2  | 1,2 a 1,7   |

### Cálculo do Dissipador

Quando a potência dissipada por um semicondutor aproxima-se de 1W ou excede a transmissão direta de calor do encapsulamento ao ar livre, ela não assegura uma temperatura tolerável na junção. A montagem de um semicondutor sobre um dissipador aumenta a superfície de irradiação, reduzindo a resistência térmica junção-ar.

Até agora, mencionamos apenas as propriedades dos dissipadores, porém gostaríamos de lembrar que existe uma infinidade de modelos diferentes.

É em função do número de aletas, de suas dimensões e do material utilizado que determinamos o dissipador a ser empregado.

De posse do valor de  $R_{thr-a}$  necessário, basta entrar em uma tabela de dissipadores para escolher o desejado.

Na Figura 3.39 fornecemos uma série de curvas para o cálculo da área de dissipadores de calor, utilizando chapas planas de alumínio brancas e enegrecidas (entende-se por branca a que não for enegrecida).

Em cada figura encontramos uma série de curvas, em que os respectivos dissipadores operam livremente ou por meio de ventilação forçada.

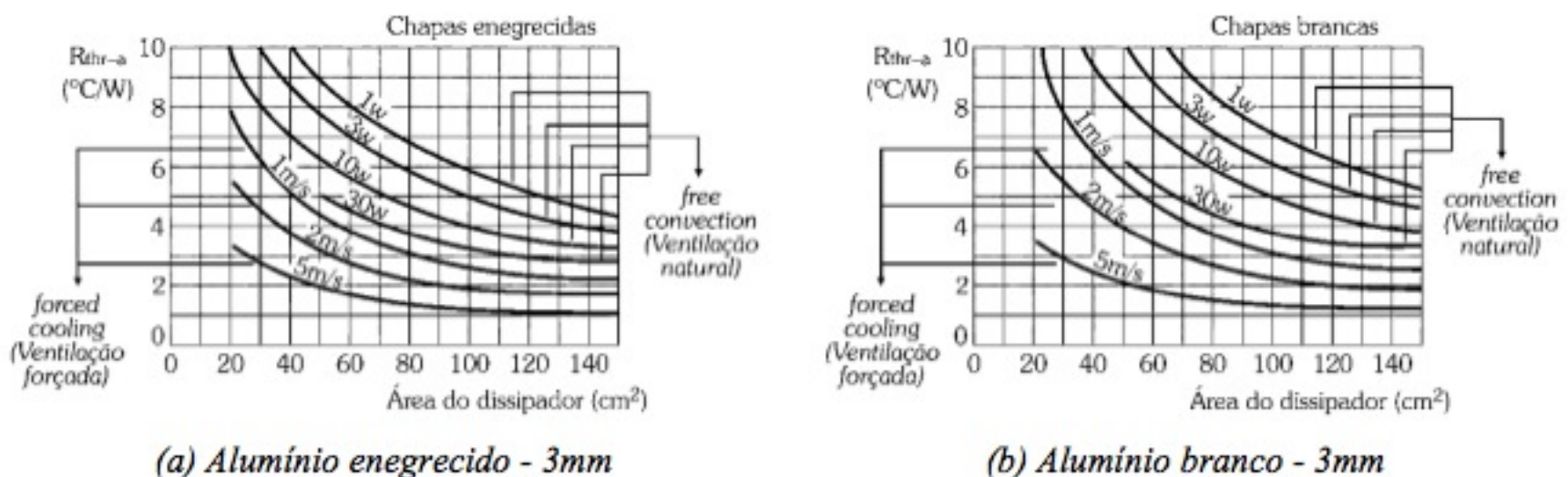


Figura 3.39 - Curvas de resistências térmicas para radiadores de chapas planas.



## Exercício Resolvido

Dada a potência a ser dissipada pelo transistor,  $P_{Cm\acute{a}x} = 10W$ , a resist\encia t\ermica necess\aria entre o dissipador e o ar,  $R_{thr-a} = 5^{\circ}C/W$ , e utilizando ventila\c\ao natural, determine as \careas dos radiadores para chapas de alum\inio branca e enegrecida.

Entre com os dados na tabela da Figura 3.39(a) e obtenha o resultado:

- Chapa de alum\inio de 3mm enegrecida  $\Rightarrow$  \carea =  $72\text{ cm}^2$

Entre com os dados na tabela da Figura 3.39 (b) e obtenha o resultado:

- Chapa de alum\inio de 3mm branca  $\Rightarrow$  \carea =  $100\text{ cm}^2$

Conclui-se que a chapa enegrecida tem melhor rendimento, pois a \carea necess\aria \c e menor.

## 3.7. Exerc\icios Propostos

3.1) Complete as lacunas com uma das op\c\oes fornecidas entre par\entese:

O transistor pode ser utilizado em tr\es configura\c\oes distintas. A principal configura\c\ao \c \_\_\_\_\_ (emissor comum / base comum / coletor comum) por ser amplamente utilizada em aplica\c\oes pr\aticas de circuitos transistorizados. As principais caracter\xsticas dessa configura\c\ao s\ao ganho de corrente \_\_\_\_\_ (alto / m\edio / baixo), ganho de tens\ao \_\_\_\_\_ (alto / m\edio / baixo), imped\ancia de entrada \_\_\_\_\_ (alta / m\edia / baixa) e imped\ancia de sa\ida \_\_\_\_\_ (alta / m\edia / baixa).

3.2) Polarize o transistor BC547B na regi\ao ativa, com corrente de emissor constante, determinando os valores comerciais dos resistores  $R_B$ ,  $R_E$  e  $R_C$ .

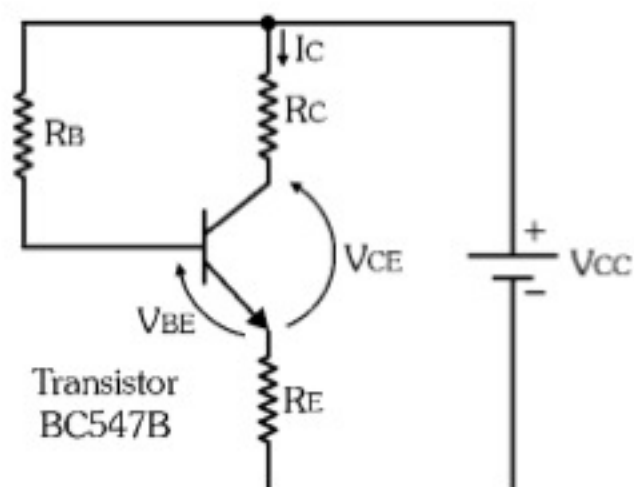


Figura 3.40 - Transistor polarizado por corrente de emissor constante.

Especifica\c\oes do transistor:

- C\odigo - BC547B - sil\xcio
- $V_{BE} = 0,6V$
- $h_{FEmin} = 200$

Dados do circuito:

- $V_{CC} = 15V$
- $I_C = 10mA$
- $V_{CE} = V_{CC} / 2$



- 3.3) Polarize o transistor BC547 na região ativa, com divisor de tensão na base, determinando os valores comerciais dos resistores  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ ,  $R_E$  e  $R_C$ .

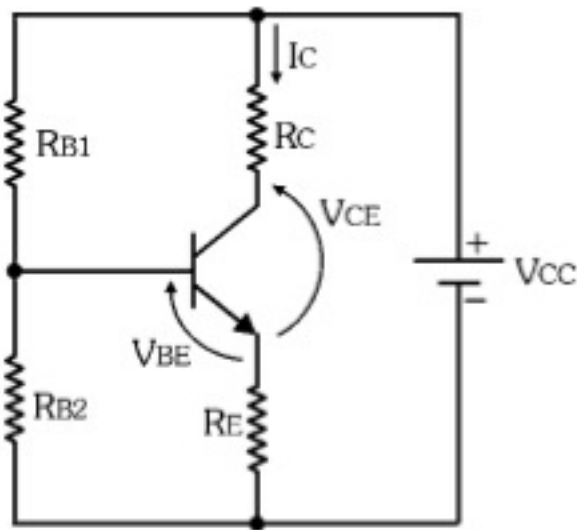


Figura 3.41 - Transistor polarizado por divisão de tensão na base.

Especificações do transistor:

- Código - BC547 - silício
- $V_{BE} = 0,6V$
- $h_{FEmin} = 110$

Dados do circuito:

- $V_{CC} = 10V$
- $I_C = 5mA$
- $V_{CE} = V_{CC} / 2$

- 3.4) Considere o circuito da Figura 3.42, a curva característica do transistor dada na Figura 3.43 e determine os valores de  $V_{CE}$  e  $I_C$  quiescentes pelo traçado da reta de carga, sabendo-se que  $I_B = 20\mu A$ .

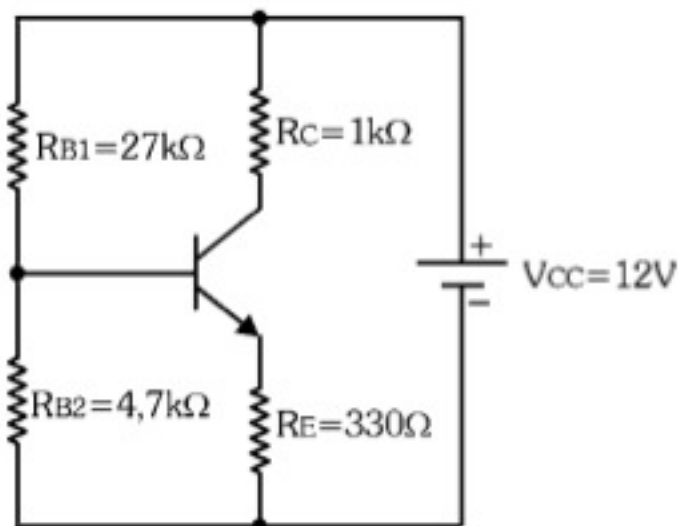


Figura 3.42 - Transistor polarizado por divisão de tensão na base.

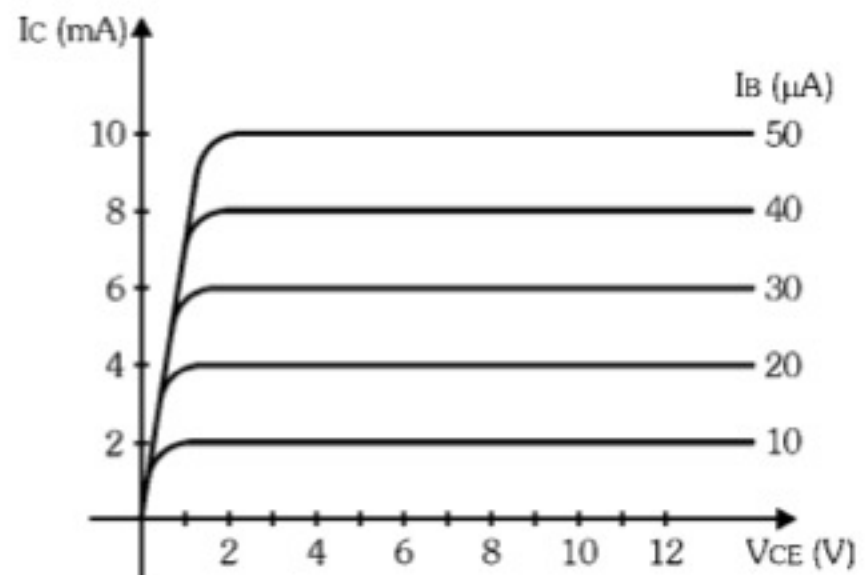


Figura 3.43 - Curva característica do transistor.

- 3.5) Calcule o valor de  $P_{Cmax}$  para um transistor com dissipador de calor nas condições dadas a seguir:

Dados do transistor:

- $R_{thj-c} = 10^{\circ}C/W$
- $R_{thc-a} = 90^{\circ}C/W$
- $T_{jmáx} = 150^{\circ}C$

Dados de operação:

- $T_a = 35^{\circ}C$

Dados do dissipador:

- $R_{thc-r} = 0,8^{\circ}C/W$
- $R_{thr-a} = 1,8^{\circ}C/W$



## FONTE DE TENSÃO ESTABILIZADA

### 4.1. Conceitos

#### 4.1.1. Fonte de Tensão Ideal

Uma *fonte de tensão ideal* é aquela que apresenta *resistência interna nula* e, para uma boa margem de variação de corrente, mantém a *tensão constante*, conforme indica a Figura 4.1.

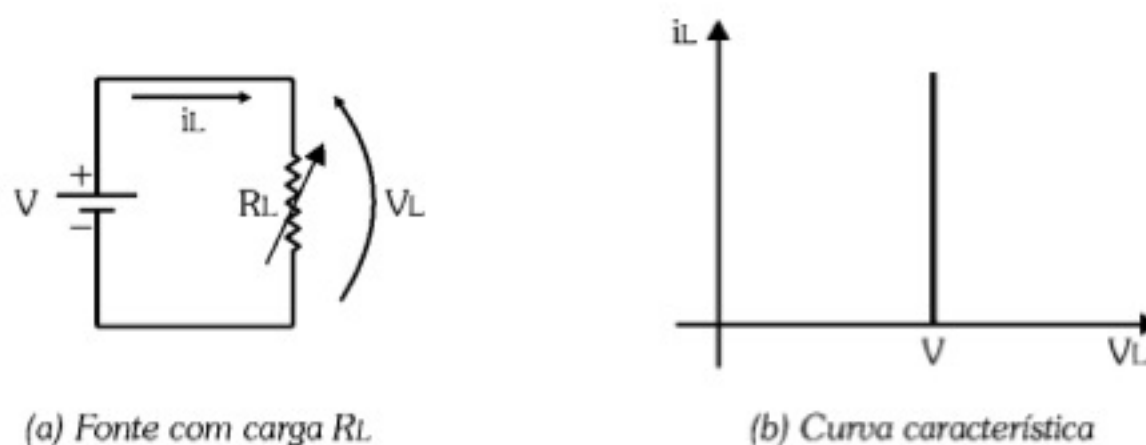


Figura 4.1 - Fonte de tensão ideal.

A *curva característica da fonte ideal* mostra que para qualquer valor da corrente  $I_L$  na carga, a tensão  $V_L$  é igual a  $V$ .

Na prática, vamos nos deparar com fontes não ideais de tensão, cuja resistência interna é diferente de zero.

#### 4.1.2. Fonte de Tensão Real

A *fonte de tensão real* possui uma *resistência interna não nula*  $R_i$  que representa as perdas de tensão. Desse modo, o aumento da corrente na carga  $I_L$  aumenta a queda de tensão interna sobre  $R_i$ , provocando uma redução na tensão de saída  $V_L$  que é aplicada à carga, conforme podemos notar na Figura 4.2.



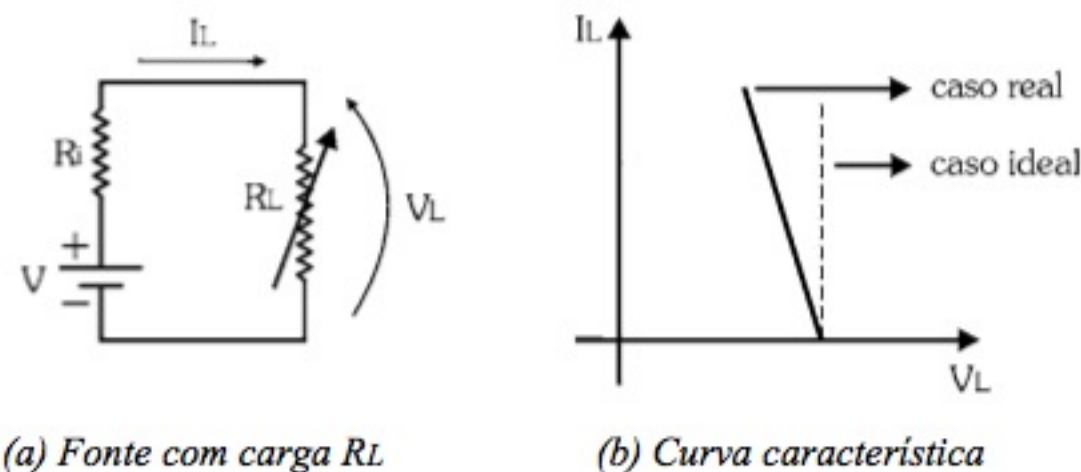
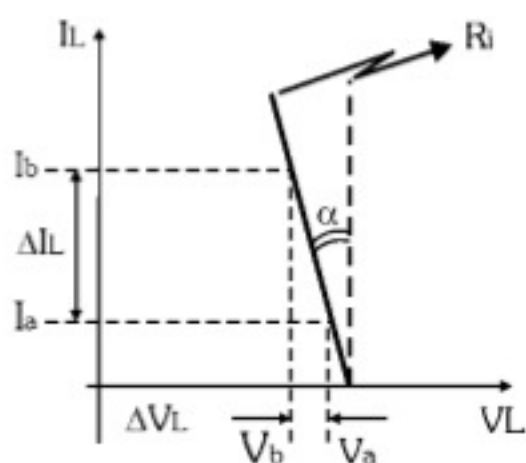


Figura 4.2 - Fonte de tensão real.

### Coeficiente de Regulação de Saída da Fonte de Tensão

O *coeficiente de regulação de saída* da fonte de tensão é um dos parâmetros que definem a sua qualidade. Trata-se de um coeficiente que relaciona a variação da tensão na carga  $V_L$  em função da variação da corrente  $I_L$ , o que equivale ao valor da resistência interna  $R_i$  da fonte, conforme indica a Figura 4.3.



Pelo gráfico, temos:

$$\Delta V_L = V_a - V_b$$

$$\Delta I_L = I_b - I_a$$

Figura 4.3 - Coeficiente de regulação de saída.

O coeficiente de regulação é dado por:

$$\frac{\Delta V_L}{\Delta I_L} = R_i = \operatorname{tg} \alpha$$

Quanto menor o valor do coeficiente, ou seja, quanto menor a resistência interna da fonte, melhor é o seu desempenho.

### Porcentagem de Regulação

A *porcentagem de regulação* da fonte é outro parâmetro importante, pois relaciona a variação da tensão na carga  $V_L$  em função da tensão interna  $V$ , também denominada tensão em vazio, considerando uma variação de corrente na carga desde zero até o seu valor máximo.

$$\% \text{regulação} = \frac{\Delta V_L}{V} \times 100$$



## 4.2. Diodo Zener

### 4.2.1. Funcionamento e Curva Característica

Como já vimos no estudo da junção PN reversamente polarizada, à medida que a tensão reversa aumenta, a corrente mantém-se praticamente constante e em um valor muitíssimo baixo, até o instante em que ocorre a ruptura, Figura 4.4.

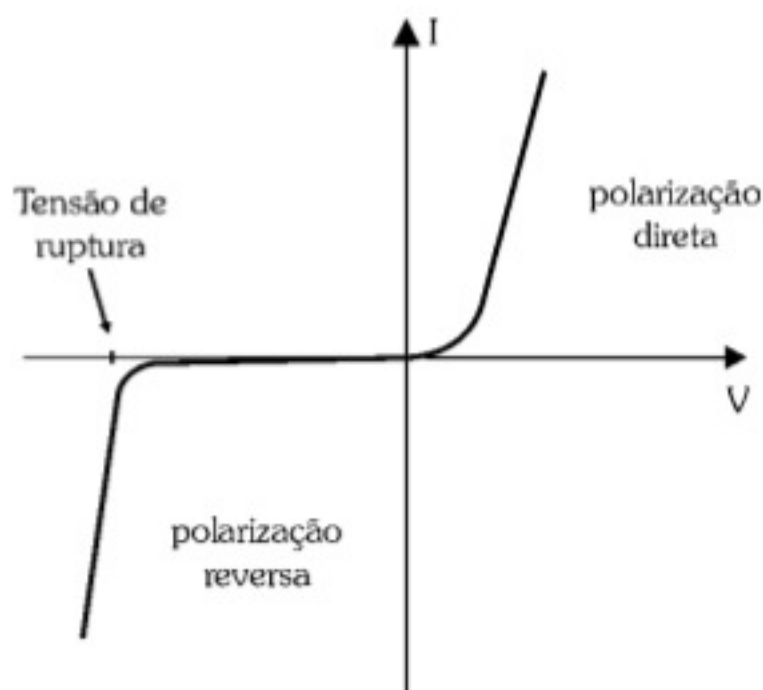


Figura 4.4 - Ruptura no diodo polarizado reversamente.

O *diodo Zener* ou *diodo de referência de tensão* é fabricado de modo a ter um dos lados da junção mais fortemente dopado em relação ao outro. Com isso, pode-se alterar o valor em que ocorre a ruptura da junção.

A sua estrutura física é projetada para suportar o efeito avalanche que causa a ruptura, chamado de *efeito Zener*. No caso, a tensão em que esse efeito ocorre é denominada *tensão Zener*  $V_Z$ .

Assim, no lugar da ruptura, o diodo entra em condução mantendo a tensão Zener *praticamente constante*, e é esta a principal característica desse diodo, pois ele funciona como um dispositivo estabilizador de tensão. No entanto, essa estabilidade só é garantida até um valor máximo de corrente reversa. Vejamos estes detalhes na curva característica do diodo Zener apresentada na Figura 4.5.



Figura 4.5 - Curva característica do diodo Zener.



Na polarização direta, o diodo Zener comporta-se de forma muito semelhante ao diodo retificador.

Mas, como vimos, é na polarização reversa que ele tem um comportamento importante.

Para valores de  $I_Z < I_{Z\text{mín}}$ , a corrente é extremamente baixa e a tensão sofre grandes variações, não estando, portanto, estabilizada. A corrente  $I_{Z\text{mín}}$  é também denominada *corrente de joelho*  $I_{Zk}$ , em que k significa *knee*, que é joelho, em inglês.

Caso  $I_{Zk}$  não seja fornecida pelo fabricante,  $I_{Z\text{mín}}$  pode ser estimada como sendo 10% da corrente máxima  $I_{Z\text{máx}}$ , ou seja:

$$I_{Z\text{mín}} = 0,1 I_{Z\text{máx}}$$

A corrente  $I_{Z\text{máx}}$  não pode ser ultrapassada; caso contrário, a potência  $P_{Z\text{máx}}$  é atingida, o que causa a ruptura da junção do diodo.

A potência máxima é dada por:  $P_{Z\text{máx}} = V_Z I_{Z\text{máx}}$

A região de operação do diodo Zener em que a tensão permanece praticamente estabilizada é entre  $I_{Z\text{mín}}$  e  $I_{Z\text{máx}}$ , como indica a Figura 4.5.

Por fim, as principais especificações do diodo Zener são  $V_Z$  e  $P_{Z\text{máx}}$ .

A Figura 4.6 mostra o símbolo do diodo Zener, bem como o seu modelo elétrico.



(a) Símbolo do diodo Zener

(b) Curva característica

Figura 4.6 - Diodo Zener.

O modelo elétrico é um circuito que representa as características do comportamento do diodo Zener na polarização reversa.

A resistência  $R_Z$  representa a pequena inclinação da curva característica na região reversa. A tensão  $V_Z$  é, portanto, a soma da tensão  $V_{Z\text{mín}}$ , representada por uma bateria com a tensão em  $R_Z$ , provocada pela corrente  $I_Z$ .



## 4.2.2. Diodo Zener em Fontes de Tensão Estabilizadas

A Figura 4.7 mostra o diagrama em blocos de uma fonte de alimentação estabilizada.

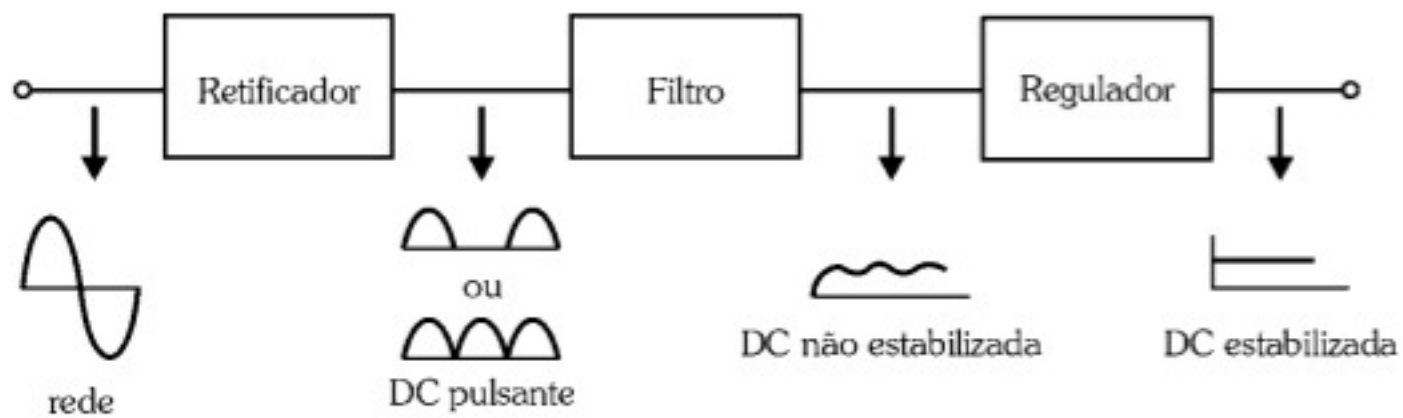


Figura 4.7 - Diagrama em blocos de uma fonte de tensão estabilizada.

O circuito retificador é responsável por converter a tensão alternada da rede elétrica em tensão contínua, mas que ainda é pulsante. O filtro reduz drasticamente a quantidade de componentes AC presente na tensão retificada, mas ainda apresenta um *ripple*. O circuito regulador faz a estabilização da tensão filtrada, praticamente anulando o *ripple*.

## 4.3. Regulador de Tensão a Diodo Zener

### 4.3.1. Funcionamento

A Figura 4.8 mostra o circuito regulador de tensão mais simples usando diodo Zener, bem como a curva característica reversa desse dispositivo.

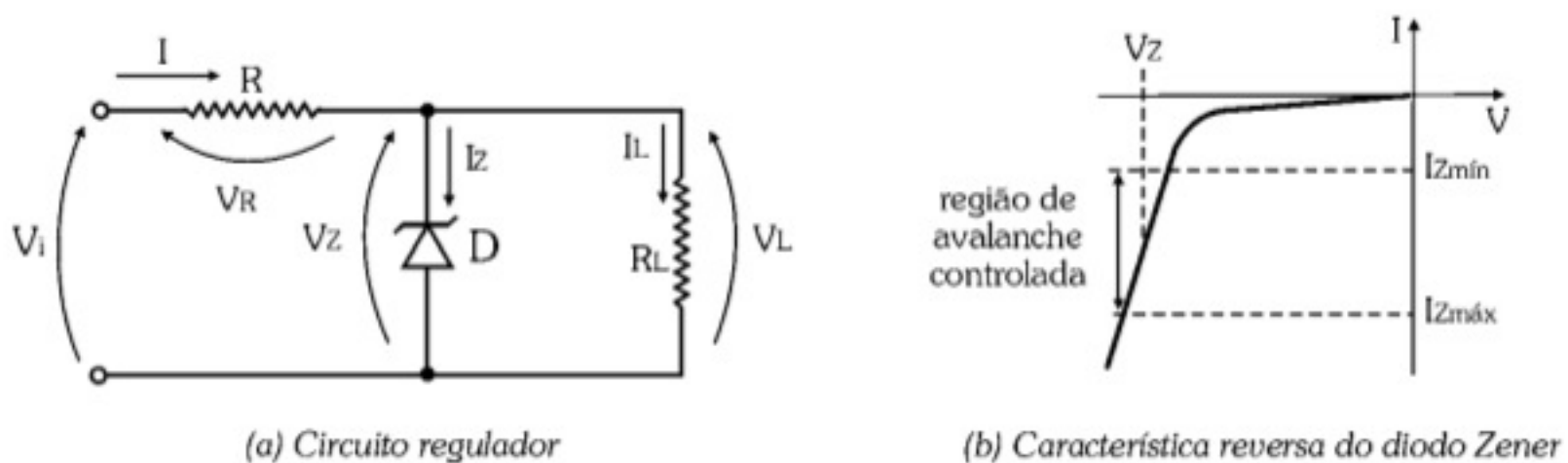


Figura 4.8 - Regulador de tensão a diodo Zener.

Pela característica do diodo Zener, vemos que a estabilidade da tensão em  $V_Z$  ocorre somente quando a corrente  $I_Z$  encontra-se na região entre  $I_{Z\text{mín}}$  (ou  $I_{Zk}$ ) e  $I_{Z\text{máx}}$ .

A tensão de entrada  $V_i$  pode ser *constante* ou possuir um determinado *ripple*, caso seja proveniente de um circuito retificador com filtro. Neste último caso, que é o mais



crítico, denominamos o seu *ripple* pelos valores mínimo ( $V_{imín}$ ) e máximo ( $V_{imáx}$ ) que a tensão de entrada pode ter.

Em relação à carga, ela também pode ser *constante*, caso em que a corrente  $I_L$  também é, mas pode sofrer mudanças, de modo que a corrente na carga pode variar entre  $I_{Lmín}$  e  $I_{Lmáx}$ . No caso mais crítico,  $I_{Lmín} = 0$ , o que corresponde ao circuito funcionando sem carga.

Assim, o projeto do circuito regulador consiste na escolha correta do diodo Zener e na determinação do resistor  $R$  de polarização. É necessário considerar os casos mais críticos da tensão de entrada e da corrente na carga, a fim de garantir que a corrente no diodo Zener esteja sempre na região em que mantém estável a tensão  $V_Z$ , que é igual à tensão na carga  $V_L$ . Portanto,  $I_Z$  não pode ser menor do que  $I_{Zmín}$ , pois sai de regulação, nem maior do que  $I_{Zmáx}$ , pois danifica o diodo Zener.

Matematicamente, as relações entre as correntes e entre as tensões do circuito da Figura 4.8(a) são:

$$I = I_Z + I_L \quad \text{e} \quad V_i = V_R + V_Z$$

Da relação entre as correntes, obtemos o princípio que norteia o projeto do circuito regulador:

- Considerando  $I$  constante, se  $I_L$  aumenta,  $I_Z$  diminui, e vice-versa. Se as variações de  $I_Z$  se mantêm dentro da região de estabilização de tensão,  $V_Z$  se mantém constante. Logo, a tensão na carga  $V_L$  permanece estabilizada.

Da relação entre as tensões, podemos aplicar o princípio descrito anteriormente, considerando as condições críticas de funcionamento do circuito.

### **Mínima Tensão de Entrada Admissível - $V_{imín}$**

Há uma tensão de entrada mínima para a qual o circuito não perde as características de regulação.

$$V_{imín} = V_{Rmín} + V_Z \Rightarrow V_{imín} = R \cdot [I_{Zmín} + I_{Lmáx}] + V_Z \Rightarrow$$

$$I_{Zmín} + I_{Lmáx} = \frac{V_{imín} - V_Z}{R} \quad (1)$$

### **Máxima Tensão de Entrada Admissível - $V_{imáx}$**

Há uma tensão de entrada máxima para a qual o circuito não perde as características de regulação. Essa tensão está vinculada à potência máxima de dissipação do diodo Zener, pois para o caso  $R_L = \infty$  (circuito aberto), toda a corrente circula por ele, e ela deve ser menor do que  $I_{Zmáx}$ , cujo valor é:



$$I_{Zm\acute{a}x} = \frac{P_{Zm\acute{a}x}}{V_Z}$$

Considerando o caso crítico em que o circuito está aberto, tem-se  $R_L = \infty$  e, portanto,  $I_{Lm\acute{i}n} = 0$ . Assim:

$$V_{im\acute{a}x} = V_{Rm\acute{a}x} + V_Z \Rightarrow V_{im\acute{a}x} = R \cdot [I_{Zm\acute{a}x} + I_{Lm\acute{i}n}] + V_Z \Rightarrow$$

$$V_{im\acute{a}x} = R \cdot I_{Zm\acute{a}x} + V_Z \Rightarrow I_{Zm\acute{a}x} = \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{R} \quad (2)$$

### Dimensionamento do Diodo Zener

A escolha do diodo Zener deve ser feita a partir da tensão  $V_L$  desejada, considerando que  $V_L = V_Z$ , e que tenha um  $P_{Zm\acute{a}x}$  nominal maior do que o  $P_{Zm\acute{a}x}$  calculado para o circuito.

Para isso, devemos determinar o  $I_{Zm\acute{a}x}$  a partir das demais limitações do circuito, o que pode ser feito dividindo-se a expressão (1) pela (2).

$$\frac{I_{Zm\acute{i}n} + I_{Lm\acute{a}x}}{I_{Zm\acute{a}x}} = \frac{V_{im\acute{i}n} - V_Z}{V_{im\acute{a}x} - V_Z} \Rightarrow \boxed{I_{Zm\acute{a}x} = (I_{Zm\acute{i}n} + I_{Lm\acute{a}x}) \cdot \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{V_{im\acute{i}n} - V_Z}}$$

Esta fórmula deve ser usada para testar se o diodo Zener escolhido atende às limitações do projeto.

### Dimensionamento do Resistor R

Após a escolha do diodo Zener, deve-se dimensionar o resistor de polarização  $R$  usando as mesmas condições críticas do circuito para garantir a estabilização da tensão.

Da expressão (1) obtemos o valor máximo de  $R$ :

$$I_{Zm\acute{i}n} + I_{Lm\acute{a}x} = \frac{V_{im\acute{i}n} - V_Z}{R} \Rightarrow \boxed{R < \frac{V_{im\acute{i}n} - V_Z}{I_{Zm\acute{i}n} + I_{Lm\acute{a}x}}}$$

Da expressão (2) obtemos o valor mínimo de  $R$ :

$$I_{Zm\acute{a}x} = \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{R} \Rightarrow \boxed{R > \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{I_{Zm\acute{a}x}}}$$

Nesta última fórmula, deve-se usar o  $I_{Zm\acute{a}x}$  nominal do diodo Zener, e não o  $I_{Zm\acute{a}x}$  calculado, para resultar uma faixa de valores possíveis de  $R$  mais ampla.



O resistor R escolhido deve ter uma potência nominal maior do que a maior potência que ele dissipa no circuito. No caso mais crítico, tem-se:

$$P > \frac{(V_{\text{imáx}} - V_Z)^2}{R}$$

### Exercícios Resolvidos

1) Projete um circuito regulador de tensão a diodo Zener com as seguintes características:

- $V_L = 10V$
- $I_{L\text{máx}} = 20\text{mA}$
- $V_i = 15V \pm 10\%$

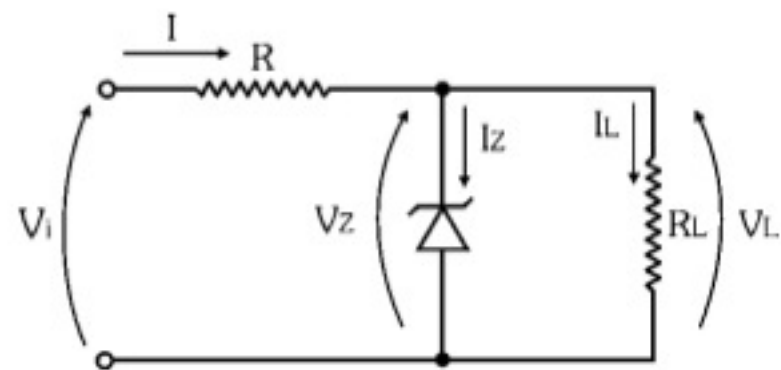


Figura 4.9 - Regulador de tensão.

Escolha, inicialmente, o diodo Zener 1N714, cujas características são as seguintes:

- $V_Z = 10V$
- $P_{Z\text{máx}} = 400\text{mW}$

Portanto:

$$I_{Z\text{máx}} = \frac{P_{Z\text{máx}}}{V_Z} = \frac{400 \cdot 10^{-3}}{10} \Rightarrow I_{Z\text{máx}} = 40\text{mA}$$

$$I_{Z\text{mín}} = 0,1 \cdot I_{Z\text{máx}} = 0,1 \cdot 40 \cdot 10^{-3} \Rightarrow I_{Z\text{mín}} = 4\text{mA}$$

As tensões mínima e máxima na entrada são:

$$V_{\text{imín}} = 0,9 \cdot V_i = 0,9 \cdot 15 \Rightarrow V_{\text{imín}} = 13,5V$$

$$V_{\text{imáx}} = 1,1 \cdot V_i = 1,1 \cdot 15 \Rightarrow V_{\text{imáx}} = 16,5V$$

Cálculo de  $I_{Z\text{máx}}$  no circuito:

$$I_{Z\text{máx}} = (I_{Z\text{mín}} + I_{L\text{máx}}) \cdot \frac{V_{\text{imáx}} - V_Z}{V_{\text{imín}} - V_Z} = (4 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{16,5 - 10}{13,5 - 10} \Rightarrow$$

$$I_{Z\text{máx}} = 44,6\text{mA}$$



Como o  $I_{Zm\acute{a}x}$  calculado (44,6mA) é maior do que o  $I_{Zm\acute{a}x}$  nominal (40mA), conclui-se que o diodo escolhido não é adequado a esse projeto.

Escolha um diodo Zener com potência maior que o anterior, como o 1N4740, cujas especificações são as seguintes:

- $V_Z = 10V$
- $P_{Zm\acute{a}x} = 1000mW$

Portanto:

$$I_{Zm\acute{a}x} = \frac{P_{Zm\acute{a}x}}{V_Z} = \frac{1000 \cdot 10^{-3}}{10} \Rightarrow I_{Zm\acute{a}x} = 100mA$$

$$I_{Zm\acute{i}n} = 0,1 I_{Zm\acute{a}x} = 0,1 \cdot 100 \cdot 10^{-3} \Rightarrow I_{Zm\acute{i}n} = 10mA$$

Cálculo de  $I_{Zm\acute{a}x}$  no circuito:

$$I_{Zm\acute{a}x} = (I_{Zm\acute{i}n} + I_{Lm\acute{a}x}) \cdot \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{V_{im\acute{i}n} - V_Z} = (10 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{16,5 - 10}{13,5 - 10} \Rightarrow$$

$$I_{Zm\acute{a}x} = 55,7mA$$

Como o  $I_{Zm\acute{a}x}$  calculado (57,7mA) é menor do que o  $I_{Zm\acute{a}x}$  nominal (100mA), conclui-se que esse diodo é adequado ao projeto, pois satisfaz as suas condições críticas.

Cálculo da faixa de R:

$$R < \frac{V_{im\acute{i}n} - V_Z}{I_{Zm\acute{i}n} + I_{Lm\acute{a}x}} \Rightarrow R < \frac{13,5 - 10}{10 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R < 117\Omega$$

$$R > \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{I_{Zm\acute{a}x}} \Rightarrow R > \frac{16,5 - 10}{100 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R > 65\Omega$$

Assim, a resistência R deve estar compreendida entre  $65\Omega < R < 117\Omega$ .

Adote  $R = 100\Omega$ .

Cálculo da potência máxima dissipada pelo resistor no circuito:

$$P > \frac{(V_{im\acute{a}x} - V_Z)^2}{R} > \frac{(16,5 - 10)^2}{100} \Rightarrow P > 422,5mW$$

Portanto, R escolhido será  $R = 100\Omega \times 1W$



2) Considere o regulador de tensão a diodo Zener ao lado. Determine as condições mínima e máxima da corrente de carga que garantam a estabilidade da tensão  $V_L$ . As características do diodo Zener usado são:

$$\text{BZX79C5V1: } \begin{cases} V_Z = 5,1\text{V} \\ P_{Z\text{máx}} = 400\text{mW} \end{cases}$$

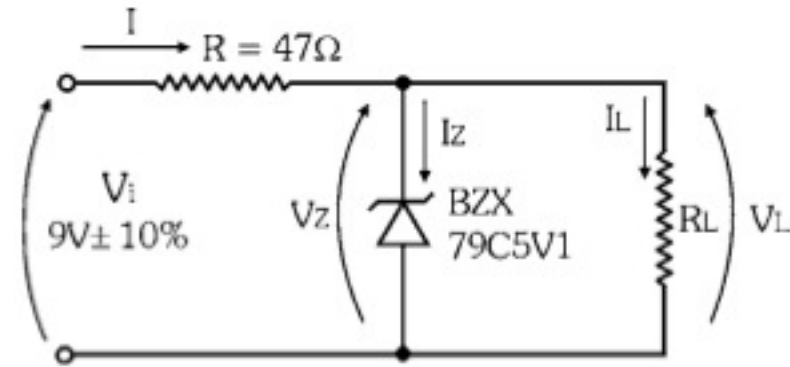


Figura 4.10 - Regulador de tensão.

Cálculo de  $I_{Z\text{máx}}$  e  $I_{Z\text{mín}}$ :

$$I_{Z\text{máx}} = \frac{P_{Z\text{máx}}}{V_Z} = \frac{400 \cdot 10^{-3}}{5,1} \Rightarrow I_{Z\text{máx}} = 78,4\text{mA}$$

$$I_{Z\text{mín}} = 0,1 \cdot I_{Z\text{máx}} = 0,1 \cdot 78,4 \cdot 10^{-3} \Rightarrow I_{Z\text{mín}} = 7,84\text{mA}$$

As tensões mínima e máxima na entrada são:

$$V_{\text{imín}} = 0,9 \cdot V_i = 0,9 \cdot 9 \Rightarrow V_{\text{imín}} = 8,1\text{V}$$

$$V_{\text{imáx}} = 1,1 \cdot V_i = 1,1 \cdot 9 \Rightarrow V_{\text{imáx}} = 9,9\text{V}$$

Primeiramente, determine a corrente máxima que o circuito regulador pode fornecer a uma carga sem que o diodo Zener perca a característica de regulação, isto é, que garante que a corrente  $I_Z$  não seja menor do que  $I_{Z\text{mín}}$ . Use a expressão (1) deduzida anteriormente para as condições de estabilidade com tensão de entrada mínima.

$$I_{Z\text{mín}} + I_{L\text{máx}} = \frac{V_{\text{imín}} - V_Z}{R} \Rightarrow I_{L\text{máx}} = \frac{V_{\text{imín}} - V_Z}{R} - I_{Z\text{mín}} \Rightarrow$$

$$I_{L\text{máx}} = \frac{8,1 - 5,1}{47} - 7,84 \cdot 10^{-3} \Rightarrow I_{L\text{máx}} = 56\text{mA}$$

Em seguida, analise o que ocorre se o circuito estiver ligado e não tiver carga, ou seja, com  $I_{L\text{mín}} = 0$ . Para esse caso, recorra à expressão (2) deduzida anteriormente para as condições de estabilidade com tensão de entrada máxima e corrente na carga nula. Como não há carga, toda a corrente fornecida pela tensão de entrada vai para o diodo Zener, de modo que deve-se verificar se ela não ultrapassa a sua corrente máxima nominal.

$$I_{Z\text{máx}} = \frac{V_{\text{imáx}} - V_Z}{R} = \frac{9,9 - 5,1}{47} \Rightarrow I_{Z\text{máx}} = 102\text{mA}$$



Como se vê, se a carga for tirada do circuito, a corrente máxima no diodo Zener (102mA) ultrapassa a sua corrente máxima nominal (78,4mA), danificando-o.

Portanto, sobre esse circuito há duas considerações a serem feitas:

I - O circuito não pode ser ligado sem carga, de modo que  $I_{Lmín} \neq 0$ . De fato, a corrente mínima na carga é exatamente a diferença entre  $I_{Zmáx}$  do circuito sem carga e  $I_{Zmáx}$  nominal, ou seja:

$$I_{Lmín} = 102.10^{-3} - 78,4.10^{-3} \Rightarrow I_{Lmín} = 23,6mA$$

Portanto, a condição de operação do circuito é  $23,6mA \leq I_L \leq 56mA$

II - Se for necessário manter a condição  $I_{Lmín} = 0$ , deve-se aumentar o valor de R para que a corrente máxima no diodo Zener não ultrapasse a sua corrente máxima nominal. Porém, isso acarreta uma redução de  $I_{Lmáx}$ .

Analise o que ocorre aumentando R de  $47\Omega$  para  $68\Omega$ :

$$I_{Zmáx} = \frac{V_{imáx} - V_Z}{R} = \frac{9,9 - 5,1}{68} \Rightarrow I_{Zmáx} = 70,6mA$$

Como se vê, se a carga for tirada do circuito, a corrente máxima no diodo Zener (70,6mA) será menor que a sua corrente máxima nominal (78,4mA), de modo que ele se encontra protegido.

Agora, refaça o cálculo de  $I_{Lmáx}$ :

$$I_{Lmáx} = \frac{V_{imín} - V_Z}{R} - I_{Zmín} = \frac{8,1 - 5,1}{68} - 7,84.10^{-3} \Rightarrow I_{Lmáx} = 36,3mA$$

Portanto, a condição de operação do circuito é  $0 \leq I_L \leq 36,3mA$

## 4.4. Reguladores de Tensão a Transistor

No tópico anterior, analisamos um tipo de circuito regulador de tensão que consegue manter a tensão de saída estável para uma faixa de correntes na carga. Vimos que essa faixa é relativamente pequena, pois uma corrente muito elevada na carga fatalmente levaria o diodo Zener a sair fora da região de regulação, isto é, com  $I_Z < I_{Zmín}$ .

Para melhorar o desempenho do regulador de tensão, ou seja, para ampliar a faixa de correntes na carga, pode-se utilizar um transistor que, conforme já vimos, é basicamente um amplificador de corrente.



### 4.4.1. Regulador Série a Transistor

O circuito regulador de tensão a transistor que analisaremos denomina-se *regulador série a transistor*, pois os terminais coletor e emissor do transistor estão em série com a carga, uma vez que por eles passa a corrente que segue para a carga.

O princípio de funcionamento é simples. O diodo Zener tem a função de criar uma referência de tensão estabilizada ( $V_Z$ ), mas em vez de controlar diretamente a corrente na carga, ele gera uma corrente de base muito menor ( $I_B$ ) que controla a corrente de coletor ( $I_C$ ), cuja ordem de grandeza é muito maior. Como  $I_C \cong I_E$ , a corrente de coletor corresponde à corrente na carga ( $I_L$ ).

A Figura 4.11 mostra o circuito do regulador série.

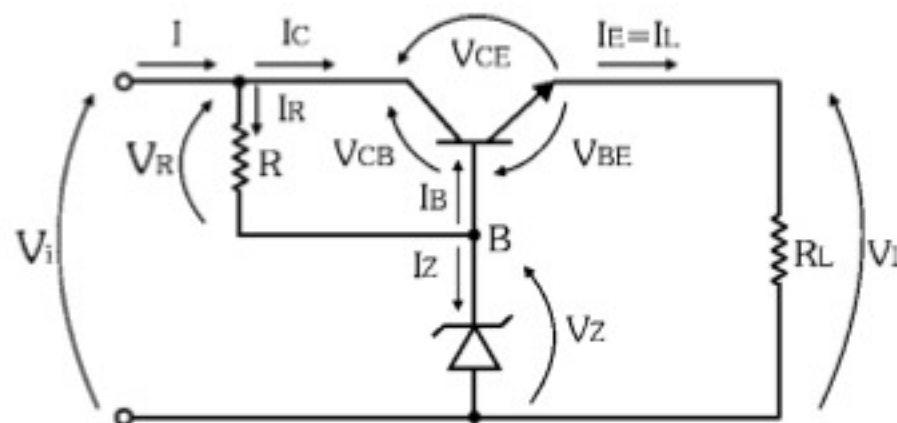


Figura 4.11 - Regulador série a transistor.

Note que a carga não mais se encontra em paralelo com o diodo Zener, mas em série com o elemento de controle, ou seja, o transistor.

Na malha de saída do circuito, temos:  $V_L = V_Z - V_{BE}$  (1)

Como  $V_{BE}$  é praticamente constante ( $V_{BE} \cong 0,6V$ ), o mesmo ocorrendo com  $V_Z$ , a tensão na carga  $V_L$  também é praticamente constante, só que  $0,6V$  menor que  $V_Z$ .

Na malha de entrada do circuito, temos:  $V_i = V_R + V_Z$  (2)

Mas  $V_R = V_{CB}$ , logo:  $V_i = V_{CB} + V_Z$  (3)

Ainda no transistor, temos:  $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$  (4)

Finalmente, na malha externa obtemos:  $V_L = V_i - V_{CE}$  (5)

Vamos agora analisar o comportamento do circuito regulador por meio dessas expressões.

Se a tensão de entrada  $V_i$  aumentar,  $V_{CB}$  também aumenta, pois  $V_Z$  é constante, conforme a expressão (3). Pela expressão (4), sendo  $V_{BE}$  constante, o aumento de  $V_{CB}$  causa o aumento em  $V_{CE}$ . Agora, pela expressão (5), o aumento de  $V_i$  é acompanhado do aumento de  $V_{CE}$ , de modo que a diferença entre eles, que é a tensão na carga  $V_L$ , permanece constante.



O mesmo raciocínio se aplica no caso de a tensão de entrada  $V_i$  diminuir, ou seja, a tensão na carga  $V_L$  permanece constante.

### Mínima Tensão de Entrada Admissível - $V_{imín}$

Há uma tensão de entrada mínima para a qual o circuito não perde as características de regulação. Nesse caso, a corrente  $I_R$  é mínima. Substituindo  $V_{Rmín} = R \cdot I_{Rmín}$  na expressão (2), temos:

$$V_{imín} = V_{Rmín} + V_Z \Rightarrow V_{imín} = R \cdot I_{Rmín} + V_Z$$

Mas  $I_{Rmín} = I_{Zmín} + I_{Bmáx}$ , de modo que a expressão anterior fica:

$$V_{imín} = R \cdot (I_{Zmín} + I_{Bmáx}) + V_Z \Rightarrow I_{Zmín} + I_{Bmáx} = \frac{V_{imín} - V_Z}{R} \quad (6)$$

### Máxima Tensão de Entrada Admissível - $V_{imáx}$

Há também um valor máximo de tensão de entrada, acima do qual o circuito perde as suas características de regulação, tendo como principal consequência o dano do diodo Zener. A expressão que relaciona as grandezas envolvidas é:

$$V_{imáx} = R \cdot (I_{Zmáx} + I_{Bmín}) + V_Z$$

Mas, na pior condição,  $R_L = \infty$  (circuito aberto) e, portanto,  $I_{Bmín} = 0$ . Assim:

$$V_{imáx} = R \cdot I_{Zmáx} + V_Z \Rightarrow I_{Zmáx} = \frac{V_{imáx} - V_Z}{R} \quad (7)$$

### Dimensionamento do Diodo Zener

A escolha do diodo Zener deve ser feita a partir das características do projeto, de modo que o  $I_{Zmáx}$  nominal seja maior do que o  $I_{Zmáx}$  calculado para o circuito.

Dividindo a expressão (6) pela (7), chegamos a:

$$\frac{I_{Zmín} + I_{Bmáx}}{I_{Zmáx}} = \frac{V_{imín} - V_Z}{V_{imáx} - V_Z} \Rightarrow \boxed{I_{Zmáx} = (I_{Zmín} + I_{Bmáx}) \cdot \frac{V_{imáx} - V_Z}{V_{imín} - V_Z}}$$

em que  $I_{Bmáx} = \frac{I_{Cmáx}}{h_{FEmín}}$  e  $I_{Cmáx} \cong I_{Emáx} = I_{Lmáx}$



## Dimensionamento do Transistor

O transistor a ser escolhido deve apresentar as seguintes características:

$$BV_{CBO} > V_{im\acute{a}x}$$

$$I_{Cm\acute{a}x} > I_{Lm\acute{a}x}$$

$$P_{Cm\acute{a}x} > (V_{im\acute{a}x} - V_L) \cdot I_{Cm\acute{a}x}$$

## Dimensionamento do Resistor R

Após a escolha do transistor e do diodo Zener, deve-se dimensionar o resistor de polarização R usando as mesmas condições críticas do circuito para garantir a estabilização da tensão.

Da expressão (6) obtemos o valor máximo de R para a tensão mínima de entrada:

$$I_{Zm\acute{i}n} + I_{Bm\acute{a}x} = \frac{V_{im\acute{i}n} - V_Z}{R} \Rightarrow \boxed{R < \frac{V_{im\acute{i}n} - V_Z}{I_{Zm\acute{i}n} + I_{Bm\acute{a}x}}}$$

Da expressão (7) obtemos o valor mínimo de R para a tensão máxima de entrada, considerando a pior condição de carga, isto é,  $R_L = \infty$  (circuito aberto):

$$I_{Zm\acute{a}x} = \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{R} \Rightarrow \boxed{R > \frac{V_{im\acute{a}x} - V_Z}{I_{Zm\acute{a}x}}}$$

Nesta última fórmula, deve-se usar o  $I_{Zm\acute{a}x}$  nominal do diodo Zener, e não o  $I_{Zm\acute{a}x}$  calculado, para resultar uma faixa de valores possíveis de R mais ampla.

O resistor R escolhido deve ter uma potência nominal maior do que a maior potência que ele dissipa no circuito. No caso mais crítico, tem-se:

$$\boxed{P > \frac{(V_{im\acute{a}x} - V_Z)^2}{R}}$$

### Exercício Resolvido

Projete um circuito regulador série a transistor com as seguintes características:

- $V_L = 5V$
- $I_{Lm\acute{a}x} = 2A$
- $V_i = 12V \pm 10\%$

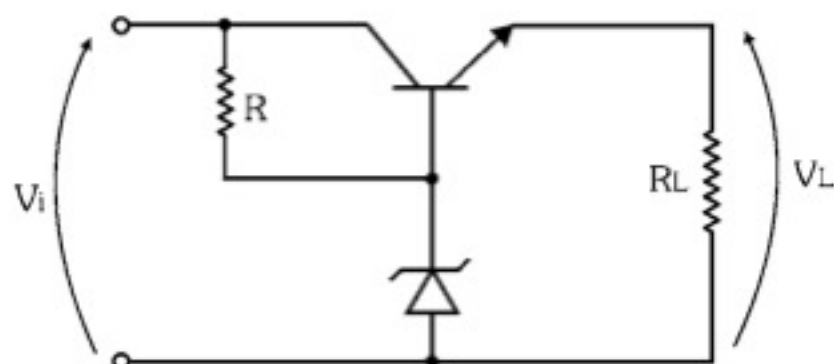


Figura 4.12 - Regulador série a transistor.



As tensões mínima e máxima na entrada são:

$$V_{\text{imín}} = 0,9.V_i = 0,9.12 \Rightarrow V_{\text{imín}} = 10,8\text{V}$$

$$V_{\text{imáx}} = 1,1.V_i = 1,1.12 \Rightarrow V_{\text{imáx}} = 13,2\text{V}$$

Especificações do transistor TIP31:

- $BV_{\text{CBO}} = 80\text{V}$
- $P_{\text{Cmáx}} = 65\text{W}$
- $I_{\text{Cmáx}} = 3\text{A}$
- $h_{\text{FEmín}} = 30$

Verifique a potência a ser dissipada pelo transistor em função das condições impostas pelo projeto.

$$P_{\text{Cmáx}} = (V_{\text{imáx}} - V_L).I_{\text{Cmáx}} \Rightarrow P_{\text{Cmáx}} = (13,2 - 5).2 \Rightarrow P_{\text{Cmáx}} = 16,4\text{W}$$

Assim, nenhuma das três especificações máximas do transistor é ultrapassada:

$$BV_{\text{CBO}} > V_{\text{imáx}} \Rightarrow BV_{\text{CBO}} > 13,2\text{V} \quad (\text{no transistor: } BV_{\text{CBO}} = 80\text{V})$$

$$I_{\text{Cmáx}} > I_{\text{Lmáx}} \Rightarrow I_{\text{Cmáx}} > 2\text{A} \quad (\text{no transistor: } I_{\text{Cmáx}} = 3\text{A})$$

$$P_{\text{Cmáx}} > 16,4\text{W} \quad (\text{no transistor: } P_{\text{Cmáx}} = 65\text{W})$$

Portanto, o transistor escolhido pode ser utilizado.

Especificações do diodo Zener BZX79-C5V6:

- $V_Z = 5,6\text{V}$
- $P_{\text{Zmáx}} = 400\text{mW}$

Foi escolhido um diodo com  $V_Z = 5,6\text{V}$ , pois de acordo com a expressão (1), a tensão de saída é  $0,6\text{V}$  menor do que  $V_Z$ , ou seja,  $V_L = V_Z - V_{\text{BE}} = 5,6 - 0,6 = 5\text{V}$ .

Verifique a corrente máxima que o diodo Zener conduz no circuito para saber se ela é menor do que  $I_{\text{Zmáx}}$  fornecido pelo fabricante. Para essa análise, calcule antes  $I_{\text{Zmáx}}$  e  $I_{\text{Zmín}}$  do diodo Zener e  $I_{\text{Bmáx}}$  do transistor.

Sabendo-se que  $I_{\text{Cmáx}} \cong I_{\text{Lmáx}}$ , tem-se:

$$I_{\text{Bmáx}} = \frac{I_{\text{Cmáx}}}{h_{\text{FEmín}}} = \frac{2}{30} \Rightarrow I_{\text{Bmáx}} = 66,7\text{mA}$$

$$I_{\text{Zmáx}} = \frac{P_{\text{Zmáx}}}{V_Z} = \frac{400.10^{-3}}{5,6} \Rightarrow I_{\text{Zmáx}} = 71,4\text{mA}$$



$$I_{Zmín} = 0,1.I_{Zmáx} = 0,1.71,4.10^{-3} \Rightarrow I_{Zmín} = 7,14mA$$

Portanto, a corrente  $I_{Zmáx}$  do circuito é:

$$I_{Zmáx} = (I_{Zmín} + I_{Bmáx}) \cdot \frac{V_{imáx} - V_Z}{V_{imín} - V_Z} = (7,14.10^{-3} + 66,7.10^{-3}) \cdot \frac{13,2 - 5,6}{10,8 - 5,6} \Rightarrow$$

$$I_{Zmáx} = 107,8mA$$

Como se vê, o diodo Zener escolhido não pode ser utilizado, pois a sua máxima corrente (71,4mA) é inferior à máxima corrente que ele pode conduzir no circuito (107,8mA).

Veja, então, como se comporta o diodo 1N4734, cujas especificações são as seguintes:

- $V_Z = 5,6V$
- $P_{Zmáx} = 1000mW$

Neste caso,  $I_{Zmáx}$  e  $I_{Zmín}$  do diodo Zener valem:

$$I_{Zmáx} = \frac{P_{Zmáx}}{V_Z} = \frac{1000.10^{-3}}{5,6} \Rightarrow I_{Zmáx} = 178,6mA$$

$$I_{Zmín} = 0,1.I_{Zmáx} = 0,1.178,6.10^{-3} \Rightarrow I_{Zmín} = 17,86mA$$

Portanto, a corrente  $I_{Zmáx}$  do circuito é:

$$I_{Zmáx} = (I_{Zmín} + I_{Bmáx}) \cdot \frac{V_{imáx} - V_Z}{V_{imín} - V_Z} = (17,86.10^{-3} + 66,7.10^{-3}) \cdot \frac{13,2 - 5,6}{10,8 - 5,6} \Rightarrow$$

$$I_{Zmáx} = 123,4mA$$

Assim, o diodo 1N4754 pode ser utilizado, pois  $123,4mA < 178,6mA$ .

Por fim, calcule a faixa de valores para o resistor R.

$$R < \frac{V_{imín} - V_Z}{I_{Zmín} + I_{Bmáx}} \Rightarrow R < \frac{10,8 - 5,6}{17,86.10^{-3} + 66,7.10^{-3}} \Rightarrow R < 61,5\Omega$$



$$R > \frac{V_{\text{imáx}} - V_Z}{I_{Z\text{máx}}} \Rightarrow R > \frac{13,2 - 5,6}{178,6 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R > 42,6 \Omega$$

Adote  $R = 47 \Omega$ .

Calcule agora a potência máxima dissipada pelo resistor no circuito:

$$P > \frac{(V_{\text{imáx}} - V_Z)^2}{R} \Rightarrow P > \frac{(13,2 - 5,6)^2}{47} \Rightarrow P > 1,22 \text{ W}$$

Portanto,  $R$  escolhido é  $R = 47 \Omega \times 2 \text{ W}$

Lembre-se de que, para a implementação desse circuito, é importante verificar a necessidade de colocação de dissipador de calor no transistor (veja o capítulo 3, tópico 3.6)

#### 4.4.2. Configuração Darlington

Um único transistor, principalmente o de potência, possui um baixo ganho de corrente. Para elevar esse ganho, podemos utilizar dois transistores em conexão Darlington, conforme mostra a Figura 4.13.

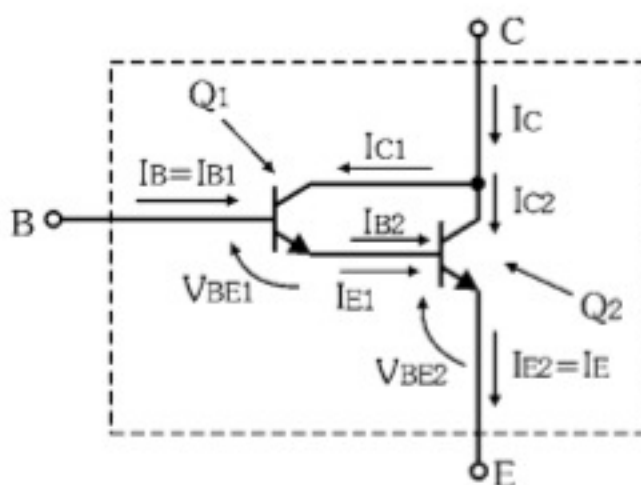


Figura 4.13 - Configuração Darlington.

Como  $h_{FE} > 20$  para praticamente todos os transistores, pode-se considerar  $I_E \cong I_C$ .

No transistor  $Q_1$ , temos:

$$I_{C1} = h_{FE1} I_{B1} \Rightarrow I_{C1} = h_{FE1} I_B$$

No transistor  $Q_2$ , temos:

$$I_{C2} = h_{FE2} I_{B2} \Rightarrow I_{C2} = h_{FE2} I_{E1} \Rightarrow I_{C2} = h_{FE2} I_{C1} \Rightarrow I_{C2} = h_{FE2} h_{FE1} I_B \quad (8)$$

Pelo circuito vemos que  $I_C = I_{C1} + I_{C2}$ , porém como  $I_{C1} \cong I_{E1} \cong I_{B2}$  e  $I_{B2} \ll I_{C2}$ , concluímos que  $I_C \cong I_{C2}$ .



Voltando à expressão (8), obtemos  $I_C = h_{FE2} \cdot h_{FE1} \cdot I_B \Rightarrow$   $h_{FET} = h_{FE2} \cdot h_{FE1} = \frac{I_C}{I_B}$

Como podemos verificar, o ganho de corrente total  $h_{FET} = h_{FE1} \cdot h_{FE2}$  é muito alto para transistores ligados na configuração Darlington.

Como exemplo, suponhamos que os valores mínimos de  $h_{FE}$  para os dois transistores sejam  $h_{FE1} = 50$  e  $h_{FE2} = 30$ . Nesse caso, o ganho total é:

$$h_{FET} = h_{FE1} \cdot h_{FE2} = 50 \cdot 30 = 1500$$

Ao realizar a conexão Darlington entre dois transistores, deve-se tomar o cuidado de garantir que o transistor  $Q_2$  não opere acima de suas limitações, pois ele dissipa maior potência do que  $Q_1$ . Para tanto, é comum utilizar como  $Q_2$  um transistor de potência maior do que a potência de  $Q_1$ .

A configuração Darlington pode ser encontrada em um único encapsulamento, apresentando apenas os três terminais externos: base, coletor e emissor, como se fosse um único transistor de ganho elevado.

Além disso, deve-se considerar que  $V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$ . Nesse caso, como a maioria dos transistores é de silício, para a configuração Darlington tem-se  $V_{BE} = 1,2V$ .

Como exemplo, veja as especificações do transistor TIP122 retiradas do manual:

- $h_{FEmin} = 1000$
- $P_{Cmax} = 65W$
- $I_{Cmax} = 5A$

#### 4.4.3. Regulador Série com Transistor Darlington

A Figura 4.14 mostra um circuito regulador série com transistor Darlington.

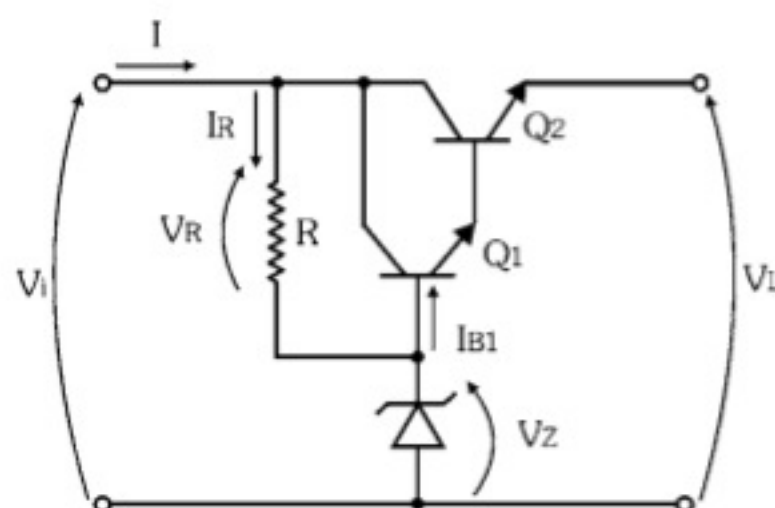


Figura 4.14 - Regulador série com transistor Darlington.



O que diferencia esse circuito do analisado anteriormente é a sua capacidade de corrente que é bem superior devido ao alto ganho proporcionado pela configuração Darlington. Do ponto de vista prático, isso faz com que seja necessário um Zener de potência inferior.

Do ponto de vista esquemático, o circuito do regulador série pode ser representado conforme a Figura 4.15, na qual o transistor Darlington produzido em um único encapsulamento ou dois transistores conectados em Darlington são representados por um único transistor.

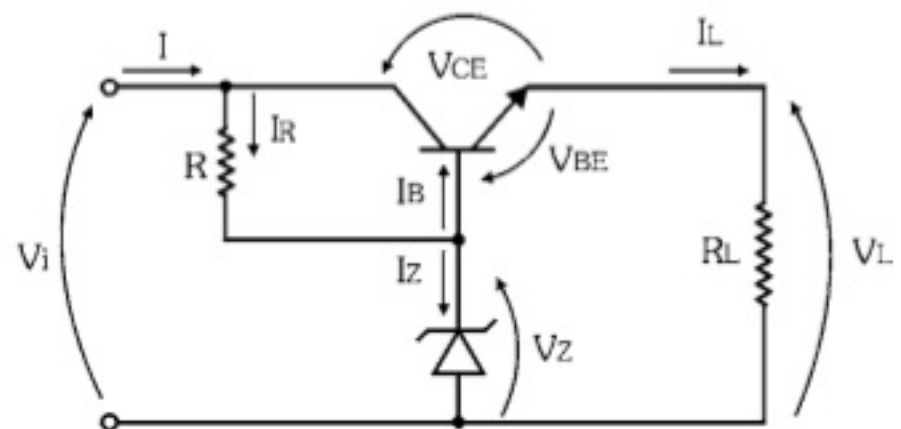


Figura 4.15 - Circuito simplificado do regulador série com transistor Darlington.

Em relação ao projeto em si, o procedimento é o mesmo do circuito regulador série que utiliza um transistor simples. A única exceção é que a escolha do diodo Zener deve considerar um  $V_Z$  com tensão aproximadamente 1,2V maior que  $V_L$ .

### Exercício Resolvido

Projete um circuito regulador série com transistor Darlington dadas as seguintes características:

- $V_L = 5V$
- $I_{Lmáx} = 2A$
- $V_i = 12V \pm 10\%$

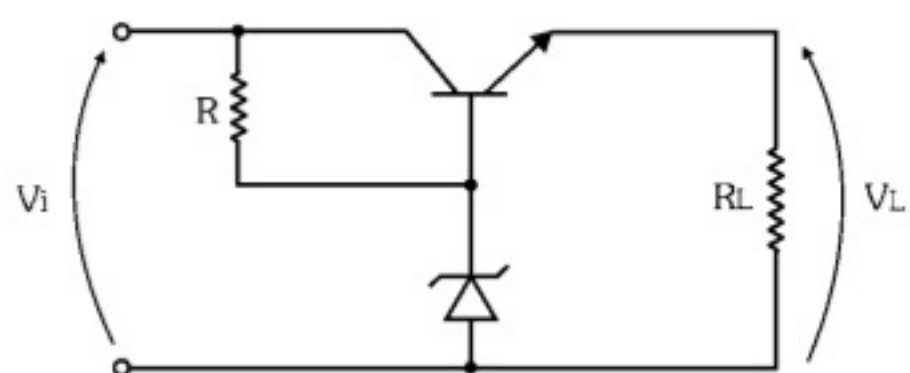


Figura 4.16 - Regulador série com transistor Darlington.

As tensões mínima e máxima na entrada são:

$$V_{imín} = 0,9.V_i = 0,9.12 \Rightarrow V_{imín} = 10,8V$$

$$V_{imáx} = 1,1.V_i = 1,1.12 \Rightarrow V_{imáx} = 13,2V$$

Especificações do transistor TIP122:

- $BV_{CBO} = 100V$
- $PC_{máx} = 65W$
- $IC_{máx} = 5A$



- $h_{FE\text{mín}} = 1000$
- $V_{BE} = 1,2V$

Verifique a potência a ser dissipada pelo transistor em função das condições impostas pelo projeto.

$$P_{C\text{máx}} = (V_{\text{imáx}} - V_L) \cdot I_{C\text{máx}} \Rightarrow P_{C\text{máx}} = (13,2 - 5) \cdot 2 \Rightarrow P_{C\text{máx}} = 16,4W$$

Assim, nenhuma das três especificações máximas do transistor é ultrapassada:

$$BV_{CBO} > V_{\text{imáx}} \Rightarrow BV_{CBO} > 13,2V \quad (\text{no transistor } BV_{CBO} = 100V)$$

$$I_{C\text{máx}} > I_{L\text{máx}} \Rightarrow I_{C\text{máx}} > 2A \quad (\text{no transistor } I_{C\text{máx}} = 5A)$$

$$P_{C\text{máx}} > 16,4W \quad (\text{no transistor } P_{C\text{máx}} = 65W)$$

Portanto, o transistor escolhido pode ser utilizado.

Inicialmente, escolha o diodo BZX79-C6V2, cujas especificações são as seguintes:

- $V_Z = 6,2V$
- $P_{Z\text{máx}} = 400mW$

Foi escolhido um diodo com  $V_Z = 6,2V$ , pois a tensão de saída é  $1,2V$  menor do que  $V_Z$ , ou seja,  $V_L = V_Z - V_{BE} = 6,2 - 1,2 = 5V$ .

Verifique a corrente máxima que o diodo Zener conduz no circuito para saber se ela é menor do que  $I_{Z\text{máx}}$  fornecido pelo fabricante. Para essa análise, calcule antes  $I_{Z\text{máx}}$  e  $I_{Z\text{mín}}$  do diodo Zener e  $I_{B\text{máx}}$  do transistor.

Sabendo-se que  $I_{C\text{máx}} \cong I_{L\text{máx}}$ , tem-se:

$$I_{B\text{máx}} = \frac{I_{C\text{máx}}}{h_{FE\text{mín}}} = \frac{2}{1000} \Rightarrow I_{B\text{máx}} = 2mA$$

$$I_{Z\text{máx}} = \frac{P_{Z\text{máx}}}{V_Z} = \frac{400 \cdot 10^{-3}}{6,2} \Rightarrow I_{Z\text{máx}} = 64,5mA$$

$$I_{Z\text{mín}} = 0,1 \cdot I_{Z\text{máx}} = 0,1 \cdot 64,5 \cdot 10^{-3} \Rightarrow I_{Z\text{mín}} = 6,45mA$$

Portanto, a corrente  $I_{Z\text{máx}}$  do circuito é:

$$I_{Z\text{máx}} = (I_{Z\text{mín}} + I_{B\text{máx}}) \cdot \frac{V_{\text{imáx}} - V_Z}{V_{\text{imín}} - V_Z} = (6,45 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{13,2 - 6,2}{10,8 - 6,2} \Rightarrow$$

$$I_{Z\text{máx}} = 12,86mA$$

Como se vê, o diodo Zener escolhido pode ser utilizado, pois  $12,86mA < 64,5mA$ .



Por fim, calculamos a faixa de valores para o resistor R.

$$R < \frac{V_{imín} - V_Z}{I_{Zmín} + I_{Bmáx}} \Rightarrow R < \frac{10,8 - 6,2}{6,45 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R < 544 \Omega$$

$$R > \frac{V_{imáx} - V_Z}{I_{Zmáx}} \Rightarrow R > \frac{13,2 - 6,2}{64,5 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R > 108,5 \Omega$$

Adote  $R = 330 \Omega$ .

Calcule, agora, a potência máxima dissipada pelo resistor no circuito:

$$P > \frac{(V_{imáx} - V_Z)^2}{R} \Rightarrow P > \frac{(13,2 - 6,2)^2}{330} \Rightarrow P > 21 \text{mW}$$

Portanto, R escolhido é  $R = 330 \Omega \times \frac{1}{4} \text{W}$

Assim como no exercício anterior, para a implementação prática desse circuito, é preciso verificar a necessidade de colocação de dissipador de calor no transistor (veja o capítulo 3, tópico 3.6).

#### 4.4.4. Fonte de Alimentação Simétrica

A fonte de alimentação apresentada na Figura 4.17 utiliza dois reguladores série, sendo um com transistor NPN e outro com transistor PNP, de modo que a saída fornece uma tensão positiva (+Vcc) e outra negativa (-Vcc) em relação ao terminal comum (terra).

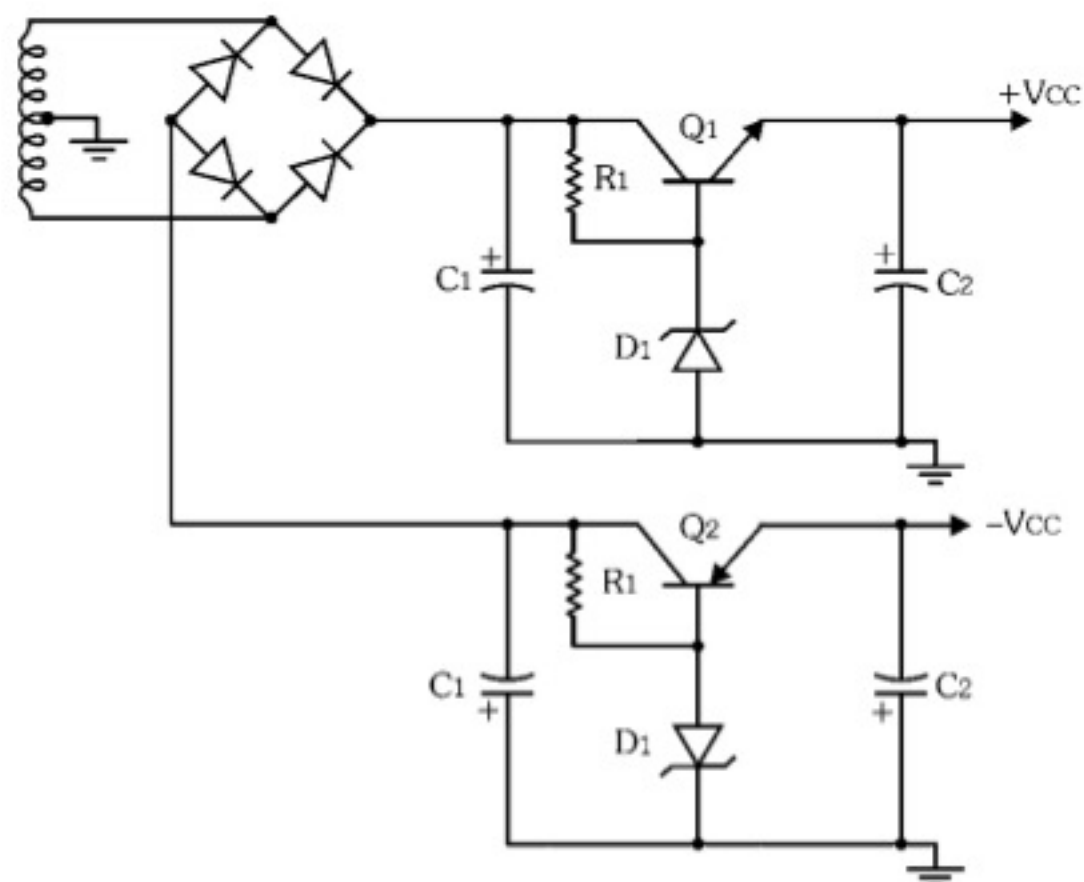


Figura 4.17 - Fonte de alimentação simétrica.

Como sugestão, deve-se adotar  $C_2 \geq 100 \mu\text{F}$ .



## 4.5. Regulador de Tensão em Circuito Integrado

Existem diversos tipos de reguladores de tensão fabricados em circuito integrado. A maioria possui internamente um circuito limitador de corrente. Outros possuem também um circuito de proteção contra sobrecarga térmica ou sobrecarga de potência, desligando o circuito quando a temperatura interna atinge o seu limite.

Destacam-se como vantagens dos CIs reguladores de tensão: menor tamanho, menor custo, alta confiabilidade e alta durabilidade.

O CI regulador de tensão fornece na saída uma tensão fixa a partir de uma tensão de entrada não regulada, que pode ser positiva ou negativa. Existe também o regulador cuja tensão de saída pode ser ajustada por um circuito externo.

Os CIs reguladores de tensão mais simples têm apenas três terminais. A tabela seguinte mostra as principais especificações desses CIs.

| Especificação            |                                  | Descrição                  | Símbolos   |
|--------------------------|----------------------------------|----------------------------|--|
| $V_i$<br>(mín / máx)     | <i>input voltage range</i>       | faixa de tensão de entrada | <p>(a) Regulador fixo</p> <p>(b) Regulador ajustável</p> <p>Figura 4.18 - Reguladores de tensão.</p> |
| $V_o$<br>(típ)           | <i>fixed output voltage</i>      | tensão de saída fixa       |  |
| (*) $V_o$<br>(mín / máx) | <i>adjustable output voltage</i> | tensão de saída ajustável  |  |
| $I_o$<br>(máx)           | <i>output current</i>            | corrente de saída          |  |
| (*) $V_i - V_o$<br>(mín) | <i>differential voltage</i>      | tensão diferencial         |  |
| PD<br>(máx)              | <i>power dissipation</i>         | potência de dissipação     |  |

\* Especificações válidas somente para os reguladores de tensão ajustáveis.



A tabela seguinte mostra alguns tipos de CIs reguladores de tensão comerciais, bem como as suas principais características e especificações.

| Código  | Características   | Especificações  |
|---------|---|---|
| 7805    | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Regulador positivo</li> <li>▪ Tensão fixa</li> <li>▪ Alta corrente</li> </ul>  | $V_o = 5 \text{ V}$ (típ)<br>$V_i = 8 \text{ a } 35 \text{ V}$ (mín/ máx)<br>$I_o = 1,5 \text{ A}$ (máx)  |
| 78L12   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Regulador positivo</li> <li>▪ Tensão fixa</li> <li>▪ Baixa corrente</li> </ul> | $V_o = 12 \text{ V}$ (típ)<br>$V_i = 13,7 \text{ a } 35 \text{ V}$ (mín/ máx)<br>$I_o = 100 \text{ mA}$ (máx)   |
| 79L12   | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Regulador negativo</li> <li>▪ Tensão fixa</li> <li>▪ Baixa corrente</li> </ul> | $V_o = -12 \text{ V}$ (típ)<br>$V_i = -13,7 \text{ a } -35 \text{ V}$ (mín/máx)<br>$I_o = 100 \text{ mA}$ (máx)   |
| LM 317M | <ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Tensão ajustável</li> <li>▪ Média corrente</li> </ul>                          | $V_o = 1,2 \text{ a } 37 \text{ V}$ (mín/ máx)<br>$V_i = 5 \text{ a } 40 \text{ V}$ (mín/ máx)<br>$I_o = 500 \text{ mA}$ (máx)<br>$V_i - V_o = 3,0 \text{ V}$ (mín)<br>PD = limitada internamente |

Um mesmo regulador de tensão integrado é fabricado com diferentes encapsulamentos (plástico, cerâmico ou metálico), dependendo da corrente máxima de saída e com diferentes tipos de conexão (soquete *dual-in-line* ou solda direta).

A seguir, apresentamos algumas aplicações práticas dos CIs reguladores de tensão.

#### 4.5.1. Fonte de Alimentação com Tensão de Saída Fixa

A aplicação mais comum do CI regulador de tensão fixo é para a obtenção de tensões constantes a partir de uma tensão não estabilizada (com *ripple*) proveniente de um retificador com filtro capacitivo.

No circuito da Figura 4.19, a tensão do secundário do transformador é retificada pela ponte de diodos e filtrada pelo capacitor  $C_1$ .

O regulador estabiliza a tensão de saída no valor fixo  $V_L = V_o$ , podendo fornecer à carga uma corrente  $I_L \leq I_{o\text{máx}}$ .

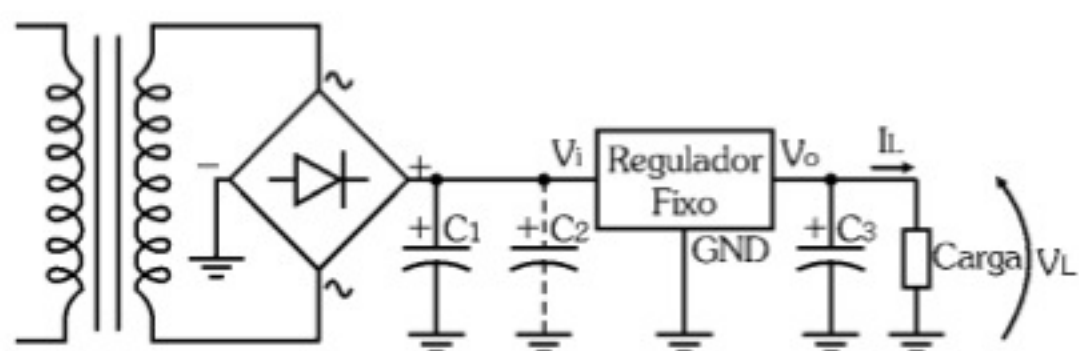


Figura 4.19 - Fonte de alimentação com tensão de saída fixa.



Caso o regulador de tensão esteja distante do capacitor de filtro  $C_1$ , os fabricantes aconselham a ligação de um outro capacitor próximo ao terminal de entrada do circuito integrado ( $C_2$ ), para evitar que ondulações surgidas nos condutores prejudiquem o seu desempenho.

O capacitor  $C_3$  tem a função de filtro, sendo exigido em alguns CIs, dependendo da aplicação e do tipo de carga que é alimentada.

Os valores desses capacitores são fornecidos nos manuais dos fabricantes em função da aplicação, estando entre  $1\mu\text{F}$  e  $2,2\mu\text{F}$  para a maioria dos CIs.

#### 4.5.2. Fonte de Alimentação Simétrica

O circuito da Figura 4.20 mostra uma fonte de alimentação simétrica usando um par de reguladores de tensão integrados (positivo / negativo).

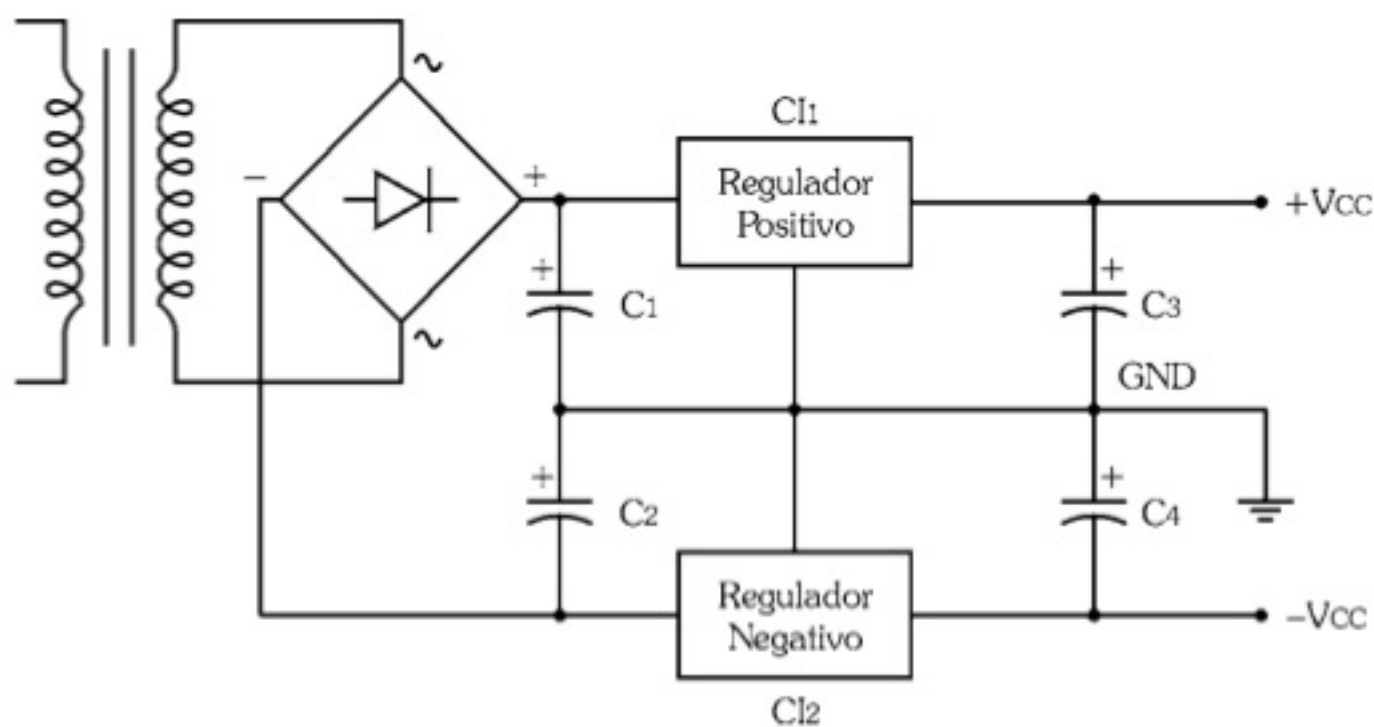


Figura 4.20 - Fonte de alimentação simétrica.

O funcionamento do circuito é semelhante ao anterior, com a diferença de que o  $CI_1$  estabiliza as variações positivas do retificador, enquanto o  $CI_2$  estabiliza as variações negativas.

O único cuidado que deve ser tomado é em relação à capacidade de corrente dos dois reguladores. A maioria dos circuitos que operam com tensões simétricas exige a mesma capacidade de corrente dos terminais  $+V_{CC}$  e  $-V_{CC}$  da fonte de alimentação.

Para fontes simétricas com tensão de saída fixa, os circuitos integrados mais utilizados são os da série 78XX / 79XX, que são fabricados para tensões de saída desde  $\pm 2\text{V}$  até  $\pm 24\text{V}$ , com corrente de saída de  $100\text{ mA}$  até  $3\text{ A}$ .



### 4.5.3. Fonte de Alimentação Ajustável

Uma fonte de alimentação com tensão de saída ajustável, feita com regulador de tensão integrado de três terminais, é extremamente simples e segura.

O circuito da Figura 4.21 mostra um exemplo que utiliza o regulador de tensão LM317.

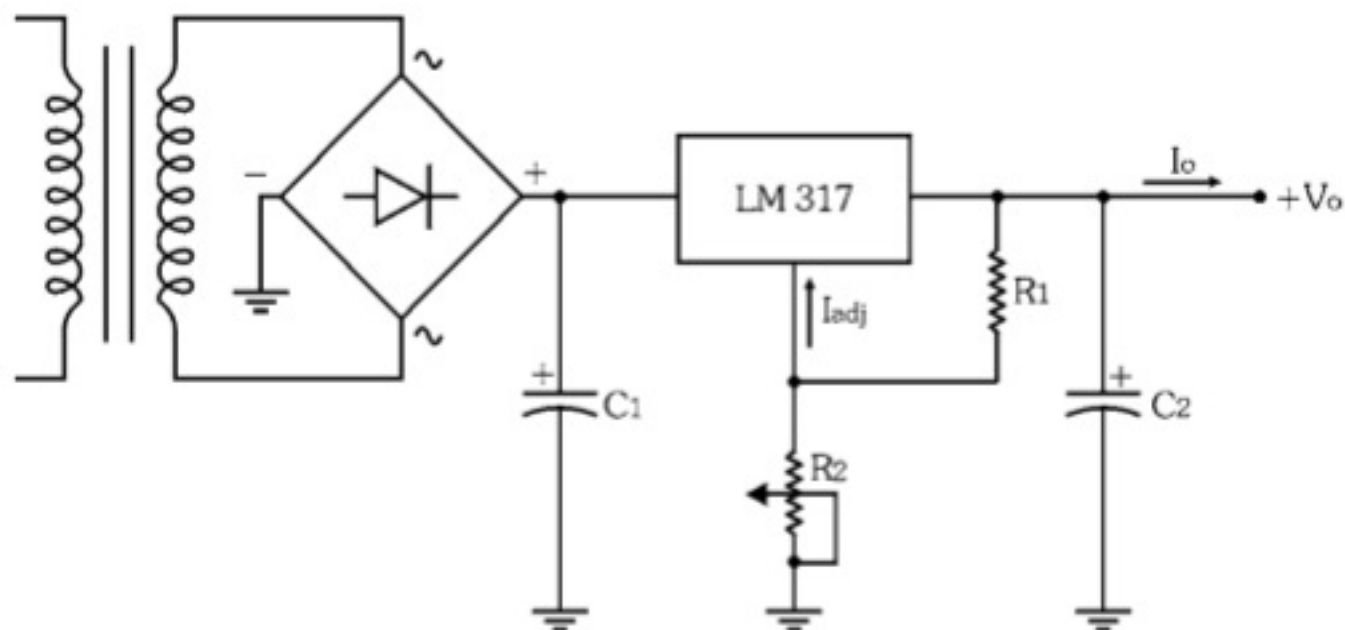


Figura 4.21 - Fonte de alimentação com saída ajustável com o LM317.

O primeiro ponto a ser considerado no projeto é que esse circuito integrado só mantém a tensão de saída regulada se a tensão diferencial for maior ou igual à especificada pelo manual do fabricante, por exemplo,  $V_i - V_o \geq 3,0 \text{ V}$ , para o LM317M.

Os manuais de circuitos integrados lineares fornecem, para cada tipo de regulador de tensão ajustável, as expressões necessárias para o projeto de fontes de alimentação.

No caso do LM317, a principal expressão é a que relaciona a tensão de saída em função dos resistores externos, conforme segue:

$$V_o = 1,25 \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} \cdot R_2$$

O termo  $I_{adj} \cdot R_2$  nesta expressão pode ser desprezado quando desejamos projetar uma fonte de alimentação ajustável por um controle externo (fonte para laboratório), já que  $R_2$  é substituído por um potenciômetro.

Quando utilizamos o regulador de tensão ajustável para projetar uma fonte de alimentação fixa e de precisão, este termo deve ser considerado, pois ele define a tolerância da tensão de saída.



## Exercício Resolvido

Projete uma fonte de alimentação variável usando o LM317M com as seguintes especificações:

- Tensão de entrada:  $20V \pm 10\%$
- Tensão de saída: 2 a 15 V - estabilizada e ajustável
- Corrente de saída: 500mA - máxima

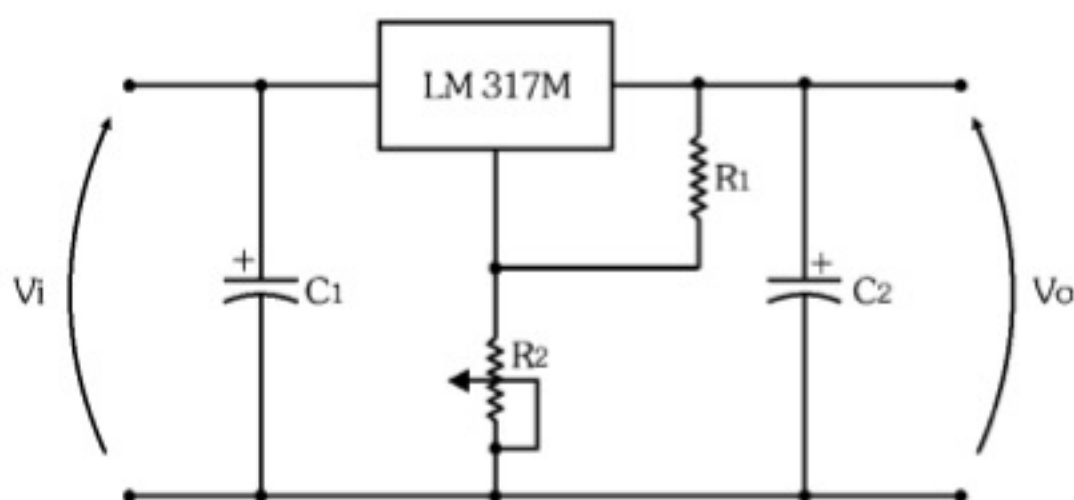


Figura 4.22 - Fonte de alimentação com saída ajustável LM317M.

Inicialmente é preciso verificar se a tensão de entrada atende às especificações dadas pelo fabricante do LM317M, ou seja,  $V_i - V_o \geq 3,0 \text{ V}$  e  $V_i \leq 40 \text{ V}$ .

As tensões mínima e máxima na entrada são:

$$V_{\text{imín}} = 0,9 \cdot V_i = 0,9 \cdot 20 \Rightarrow V_{\text{imín}} = 18 \text{ V}$$

$$V_{\text{imáx}} = 1,1 \cdot V_i = 1,1 \cdot 20 \Rightarrow V_{\text{imáx}} = 22 \text{ V}$$

Assim, as tensões de entrada atendem às especificações do circuito.



### Cálculo de R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub>

Como R<sub>2</sub> é formado por um potenciômetro para ajuste da tensão de saída mínima e máxima, adote um valor para R<sub>1</sub> e calcule o valor mínimo e máximo de R<sub>2</sub>, utilizando a fórmula simplificada de V<sub>o</sub>.

$$V_o = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Rightarrow R_2 = \left(\frac{V_o}{1,25} - 1\right) R_1$$

Adotando-se R<sub>1</sub> = 10kΩ, para V<sub>o</sub> = 2V, tem-se:

$$R_2 = \left(\frac{2}{1,25} - 1\right) \cdot 10 \cdot 10^3 \Rightarrow R_2 = 6k\Omega$$

Valor comercial adotado R<sub>2</sub> = 5,6kΩ

Para V<sub>o</sub> = 15V, tem-se:

$$R_2 = \left(\frac{15}{1,25} - 1\right) \cdot 10 \cdot 10^3 \Rightarrow R_2 = 110k\Omega$$

Portanto, R<sub>2</sub> é formado por um resistor de 5,6kΩ em série com um potenciômetro de 100kΩ, como indica a Figura 4.23.

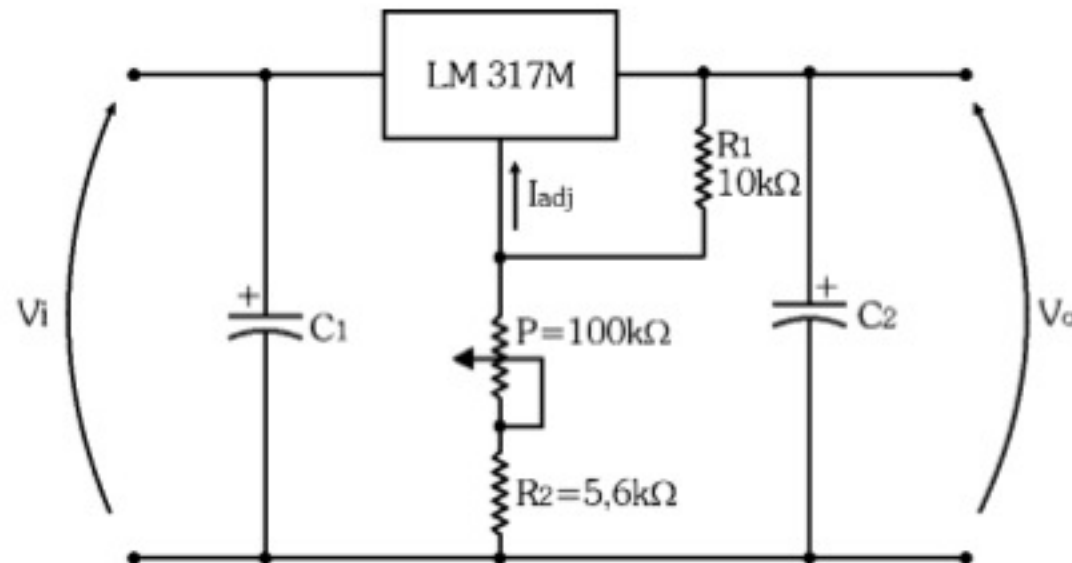


Figura 4.23 - Fonte de alimentação com saída ajustável de 2 a 15V.



## 4.6. Exercícios Propostos

- 4.1) Calcule a faixa de valores de  $R$  para o circuito regulador de tensão a diodo Zener dado na Figura 4.24.

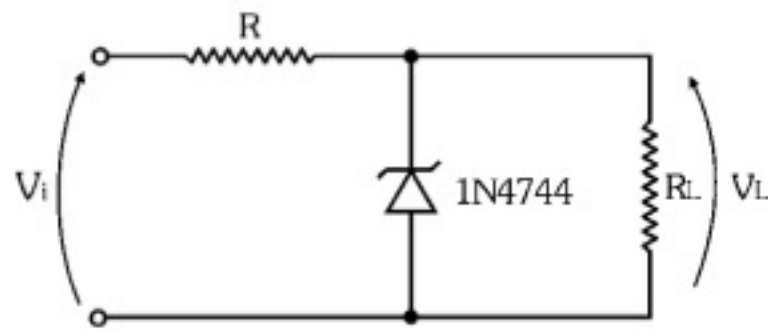


Figura 4.24 - Regulador de tensão a diodo Zener.

Características do circuito:

- $V_L = 15V$
- $R_L = 1k\Omega$
- $V_i = 20V \pm 5\%$

Especificações do diodo Zener:

- Código: 1N4744
- $V_Z = 15V$
- $P_{Zm\acute{a}x} = 1W$

- 4.2) Calcule a faixa de valores de  $R$  para o circuito regulador série a transistor dado na Figura 4.25.

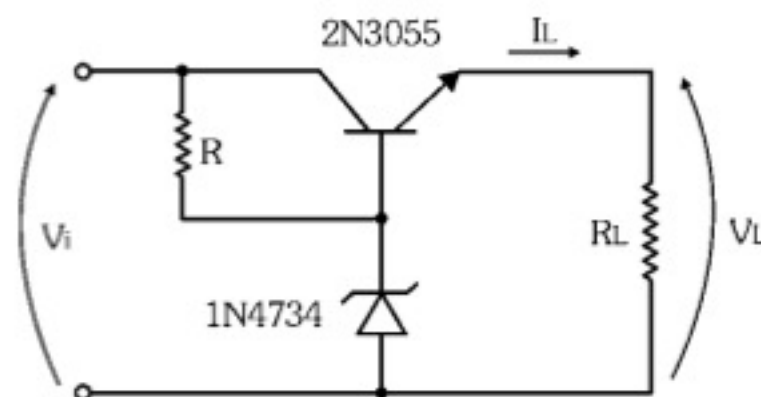


Figura 4.25 - Regulador de tensão série a transistor.

Características do circuito:

- $V_L = 5V$
- $I_{Lm\acute{a}x} = 500mA$
- $V_i = 10V$



Especificações do transistor:

- Código: 2N3055 - silício
- $BV_{CBO} = 100V$
- $I_{Cmáx} = 15A$
- $P_{Cmáx} = 115W$
- $h_{FEmín} = 20$

Especificações do diodo Zener:

- Código: 1N4734
- $V_Z = 5,6V$
- $P_{Zmáx} = 1W$

- 4.3) Analise o circuito do regulador série com transistor Darlington dado na Figura 4.26 e especifique a sua capacidade máxima de corrente na carga a partir das características dos seus dispositivos.

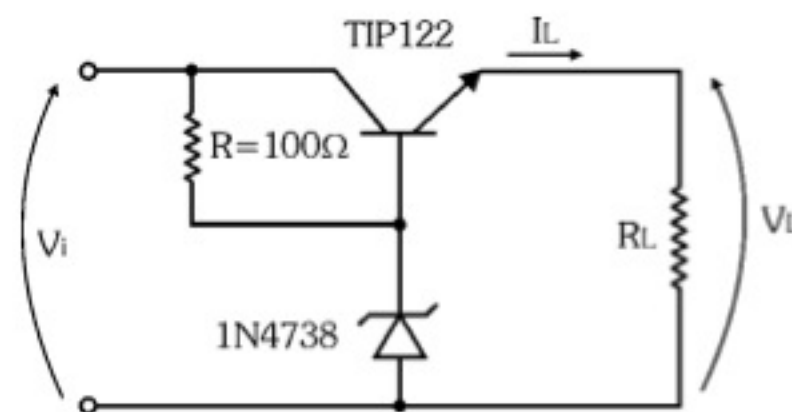


Figura 4.26 - Regulador de tensão com transistor Darlington.

Características do circuito:

- $V_L = 7V$
- $V_i = 12V \pm 10\%$

Especificações do diodo Zener:

- Código: 1N4738
- $V_Z = 8,2V$
- $P_{Zmáx} = 1W$

Especificações do transistor:

- Código: TIP122 - silício
- $BV_{CBO} = 100V$



- $I_{Cm\acute{a}x} = 5A$
- $P_{Cm\acute{a}x} = 65W$
- $h_{FEm\acute{i}n} = 1000$
- $V_{BE} = 1,2V$

4.4) Calcule  $V_{om\acute{i}n}$  e  $V_{om\acute{a}x}$  para a fonte de alimentação variável mostrada na Figura 4.27, considerando-se  $V_i = 18V \pm 10\%$ .

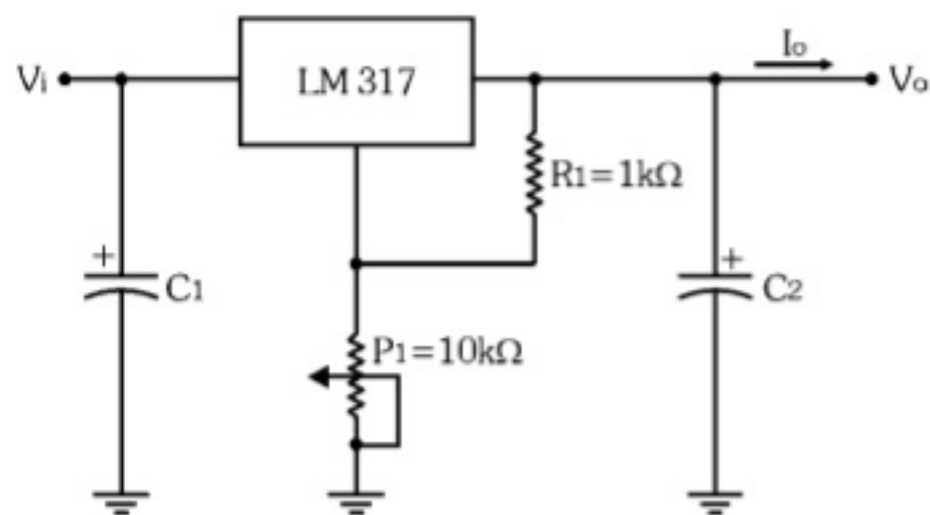


Figura 4.27 - Circuito de saıda da fonte de tensão variável.



## CIRCUITOS DE ACIONAMENTO A TRANSISTOR

### 5.1. Transistor como Chave Eletrônica

No capítulo 3, ao analisarmos o transistor, vimos que ele é um dispositivo cuja corrente de base controla a corrente de coletor, sendo  $I_B \ll I_C$  e  $I_B = I_C/h_{FE}$ .

Vimos também que o transistor pode operar em seus dois pontos extremos: no corte, quando a corrente de coletor é interrompida, e na saturação, quando a corrente de coletor é máxima, tal como uma chave, só que eletrônica.

Esse comportamento é comandado pela corrente de base, cuja ordem de grandeza é bem menor do que a corrente de coletor, de modo que o transistor pode ser utilizado como um *dispositivo de acionamento*, fazendo a interface entre um circuito de controle e a carga a ser acionada, como mostra a Figura 5.1.

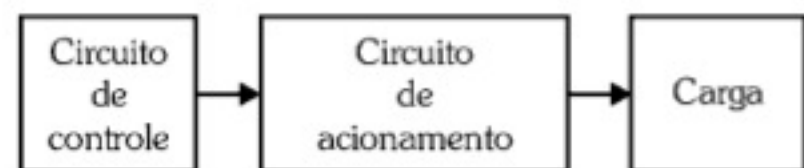


Figura 5.1 - Diagrama em blocos de um sistema de acionamento.

O circuito de polarização mais utilizado para que o transistor opere como chave eletrônica é por *corrente de base constante*, conforme vimos no tópico 3.5.

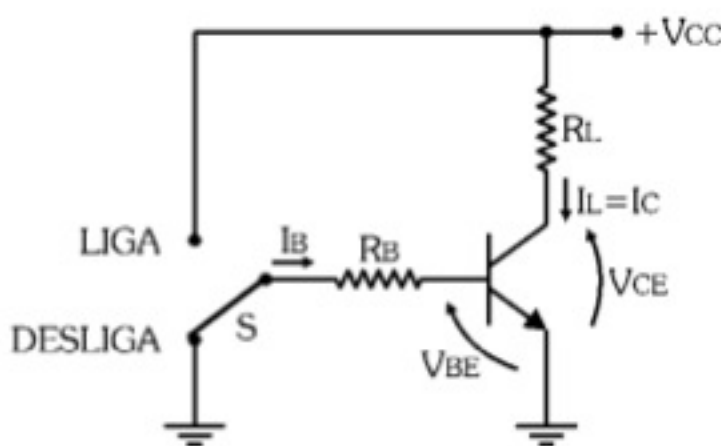


Figura 5.2 - Transistor como chave.

No circuito ao lado, a chave S faz a função do circuito de controle e o resistor  $R_L$ , ligado no coletor, representa a carga.

Na posição DESLIGA, a chave S aterra a base do transistor, ou seja,  $V_{BE} = 0$  e  $I_B = 0$ .

Essa condição de entrada leva o transistor ao corte, isto é:

$$V_{CE\text{corte}} \cong V_{CC} \quad \text{e} \quad I_L = I_{C\text{corte}} \cong 0$$

Portanto,  $V_{RL} \cong 0$  e a carga encontra-se desligada.



Na posição LIGA, a tensão  $V_{CC}$  e o resistor  $R_B$  impõem valores de  $V_{BE}$  e de  $I_B$  suficientes para levar o transistor à saturação, isto é:

$$V_{CEsat} \cong 0 \quad \text{e} \quad I_L = I_{Csat}$$

Portanto,  $V_{RL} \cong V_{CC}$  e a carga encontra-se ligada.

Dessa rápida análise, concluímos que o corte do transistor é garantido pela condição  $V_{BE} = 0$  e  $I_B = 0$ , porém sua saturação depende do transistor, da carga, da alimentação e de  $R_B$ , de modo que o projeto de um circuito de acionamento a transistor consiste na sua polarização no estado de saturação.

Para a escolha do transistor deve-se ter em conta que:

$$BV_{CEO} > V_{CC} \quad \text{e} \quad I_{Cm\acute{a}x} > I_{Csat}$$

É importante ainda colocar que a chave LIGA / DESLIGA apenas está simulando um controle que pode ser feito por sensores, circuitos digitais etc.

## 5.2. Circuitos de Acionamento

Basicamente, há três situações diferentes de acionamento de uma carga que opera com corrente maior do que a capacidade de corrente do circuito de controle.

### I - Acionamento Direto com $V_L = V_{CC}$

Nessa situação, a carga opera com tensão contínua e de valor igual à de alimentação do circuito, ou seja,  $V_L = V_{CC}$ .

Nesse caso, a carga é ligada diretamente no coletor do transistor, como na Figura 5.3.

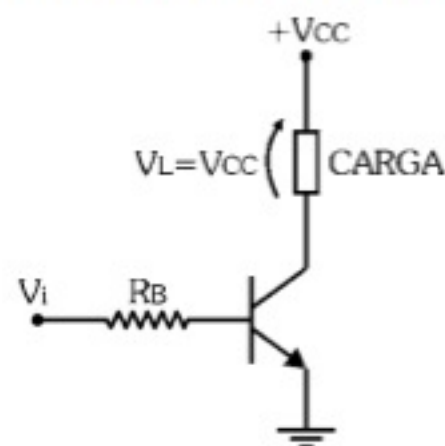


Figura 5.3 - Acionamento direto com  $V_L = V_{CC}$ .

### II - Acionamento Direto com $V_L < V_{CC}$

Nessa situação, a carga opera com tensão contínua, mas seu valor é menor do que a tensão de alimentação do circuito, ou seja,  $V_L < V_{CC}$ .

No caso, conecta-se um resistor de coletor  $R_C$  em série com a carga para reduzir a sua tensão, como apresenta a Figura 5.4.



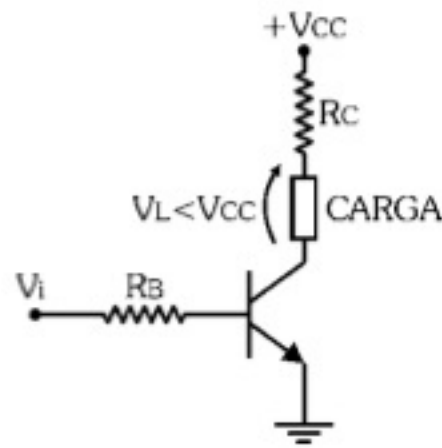


Figura 5.4 - Acionamento direto com  $V_L < V_{CC}$ .

### III - Acionamento Indireto

Muitas vezes, a carga é alimentada por uma tensão AC ou por uma tensão DC, mas com um nível de corrente muito além daquele que a fonte  $V_{CC}$  pode fornecer.

Nessas duas situações, é muito mais viável acionar um relé DC para que ele acione a carga com a tensão e a corrente convenientes.

Como exemplo, apresentamos na Figura 5.5 uma carga AC acionada por um relé.

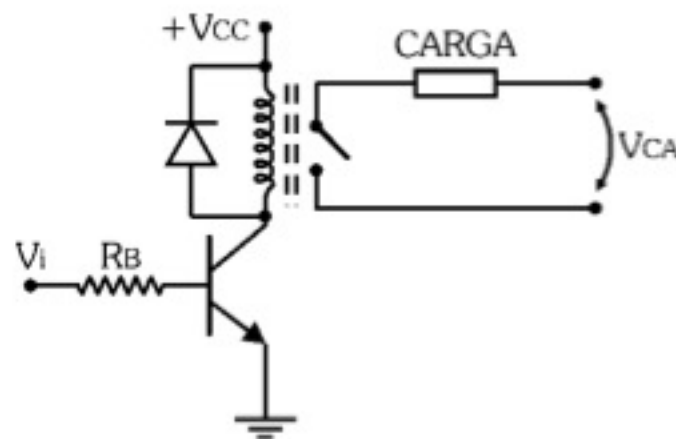


Figura 5.5 - Acionamento indireto por relé.

Observe nesse circuito que um diodo é conectado em paralelo com a bobina do relé, mas reversamente polarizado. A desenergização do relé faz surgir na sua bobina uma tensão reversa induzida cujo pico pode ser muito elevado, podendo danificar o transistor. O diodo assim conectado faz a proteção do transistor.

Nas três situações descritas anteriormente, a tensão de entrada  $V_i$  usada para comandar o acionamento deve ser DC e pode ter um valor igual ou diferente de  $V_{CC}$ .

Quanto ao transistor, ele pode ser comum ou Darlington, em função das características do sinal de acionamento e da corrente de coletor usada para a carga ou a bobina do relé.



## 5.3. Projeto de Circuitos de Acionamento

Para o projeto de circuitos de acionamento, alguns parâmetros dos transistores são necessários, como  $h_{FEsat}$ ,  $V_{CEsat}$  e  $V_{BEsat}$ , no entanto nem todos os manuais fornecem esses parâmetros e quando o fazem, eles valem para condições predeterminadas de  $I_C$ ,  $I_B$  e  $V_{CE}$ .

Assim, caso esses valores não sejam fornecidos pelos manuais ou as condições de operação não sejam compatíveis com as previstas nos projetos, podemos usar alguns critérios técnicos que garantam a saturação do transistor, conforme a tabela seguinte.

| Especificações   | Transistor Simples            | Transistor Darlington |
|------------------|-------------------------------|-----------------------|
| $h_{FEsat}$      | $h_{FEmin} / 2$               | $h_{FEmin} / 2$       |
| $V_{BEsat}$      | 0,7 V                         | 1,4 V                 |
| $V_{CEsat}$      | 0,3 V                         | 1,0 V                 |
| $I_{Csat} = I_L$ | Corrente de operação da carga |                       |

### Resistor de Base - $R_B$

Qualquer que seja o tipo de circuito de acionamento, o resistor de polarização da base  $R_B$  deve garantir a saturação do transistor quando a tensão de entrada  $V_i$  estiver em nível alto.

Assim, pela malha de entrada dos circuitos das Figuras 5.3, 5.4 ou 5.5, temos:

$$V_i = R_B I_{Bsat} + V_{BEsat} \Rightarrow \boxed{R_B = \frac{V_i - V_{BEsat}}{I_{Bsat}}} \quad \text{em que} \quad I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{h_{FEsat}}$$

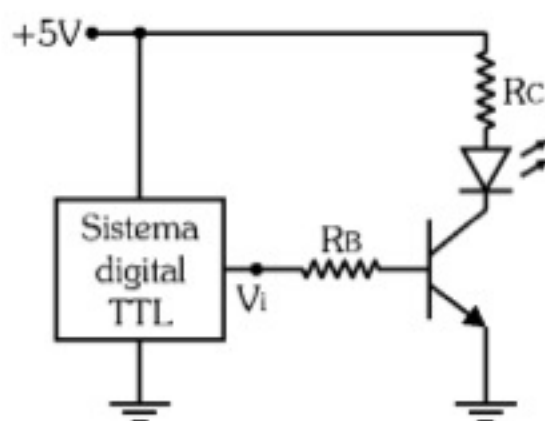
Se houver necessidade de um resistor de coletor  $R_C$  para dividir a tensão  $V_{CC}$  entre ele e a carga, o seu valor deve ser obtido pela malha de saída do circuito da Figura 5.4:

$$V_{CC} = R_C I_{Csat} + V_L + V_{CEsat} \Rightarrow \boxed{R_C = \frac{V_{CC} - V_L - V_{CEsat}}{I_{Csat}}}$$



## Exercícios Resolvidos

- 1) Um sistema digital TTL deve acionar um LED azul de alto brilho quando sua saída estiver em nível alto, conforme a Figura 5.6. As especificações da saída digital estão indicadas sob o circuito. Projete esse circuito de acionamento.



$$\text{Saída TTL} \begin{cases} V_{OL} = 0,2V \text{ (máx)} \\ V_{OH} = 2,4V \text{ (mín)} \end{cases}$$

Figura 5.6 - Acionamento de um LED.

### Especificações do LED:

- $V_F = 2V$
- $I_F = 2mA$

### Transistor: BC 547B

- $h_{FE\text{mín}} = 200$
- $I_{C\text{máx}} = 100mA$
- $V_{CE\text{sat}} = 0,25V$

### Dados do circuito:

- $V_{i\text{mín}} = 2,4V$  (nível alto)
- $V_{CC} = 5V$

### a) Cálculo de $R_C$ :

Sabendo-se que  $V_L = V_F = 2V$  e que  $I_{C\text{sat}} = I_F = 2mA$ , tem-se:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_L - V_{CE\text{sat}}}{I_{C\text{sat}}} \Rightarrow R_C = \frac{5 - 2 - 0,25}{2 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_C = 1375\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_C = 1,2k\Omega$



**b) Cálculo de  $R_B$ :**

Para calcular  $R_B$  é necessário conhecer  $I_{Bsat}$ . Para tal, adota-se:

$$h_{FEsat} = \frac{h_{FEmin}}{2} \Rightarrow h_{FEsat} = \frac{200}{2} \Rightarrow h_{FEsat} = 100$$

Assim:

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{h_{FEsat}} \Rightarrow I_{Bsat} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{100} \Rightarrow I_{Bsat} = 20 \mu A$$

Como  $V_{BEsat}$  não é fornecido, adota-se  $V_{BEsat} = 0,7V$ . Portanto:

$$R_B = \frac{V_i - V_{BEsat}}{I_{Bsat}} \Rightarrow R_B = \frac{2,4 - 0,7}{20 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow R_B = 85 k\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_B = 82 k\Omega$

- 2) Deseja-se acionar uma lâmpada incandescente de 127VAC/100W por meio de um sistema digital CMOS alimentado por 12V, conforme mostra a Figura 5.7. Projete o circuito de acionamento dessa lâmpada.

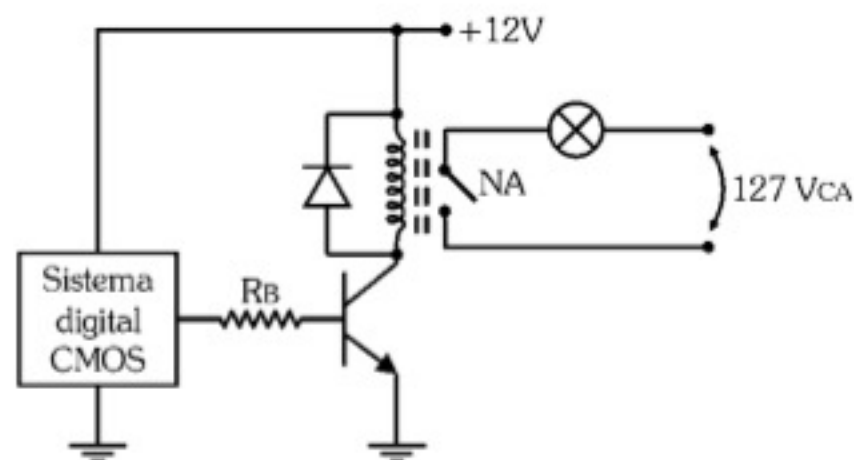


Figura 5.7 - Acionamento de uma lâmpada AC por um relé.

Especificações do relé:

- contato NA = 10A / 127VAC
- bobina = 12V/30mA

Transistor: BD137

- $h_{FEmin} = 40$
- $I_{Cmax} = 1A$
- $V_{CEsat} = 0,5V$



Dados do circuito:

- $V_{imín} = 10V$  (nível alto)
- $V_{CC} = 12V$

Cálculo de  $R_B$ :

Para calcular  $R_B$  é necessário conhecer  $I_{Bsat}$ . Para tal, adota-se:

$$h_{FEsat} = \frac{h_{FEmin}}{2} \Rightarrow h_{FEsat} = \frac{40}{2} \Rightarrow h_{FEsat} = 20$$

Considerando que  $I_{Csat} = I_L = 30mA$ , tem-se:

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{h_{FEsat}} \Rightarrow I_{Bsat} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{20} \Rightarrow I_{Bsat} = 1,5mA$$

Como  $V_{BEsat}$  não é fornecido, adota-se  $V_{BEsat} = 0,7V$ . Portanto:

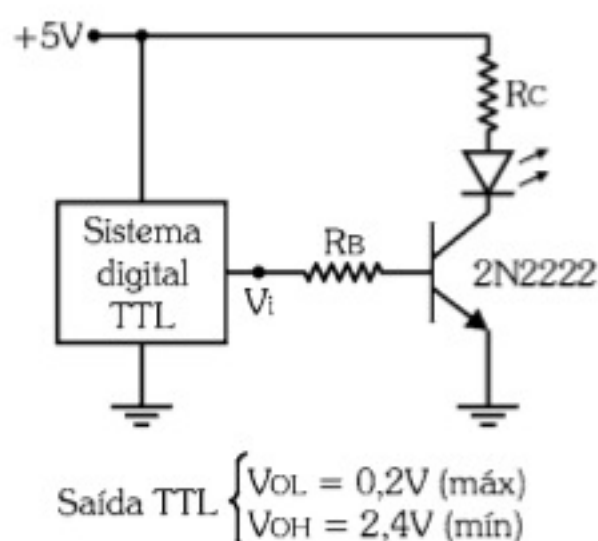
$$R_B = \frac{V_i - V_{BEsat}}{I_{Bsat}} \Rightarrow R_B = \frac{10 - 0,7}{1,5 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_B = 6200\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_B = 5,6k\Omega$

O diodo pode ser 1N4004.

## 5.4. Exercícios Propostos

- 5.1) Um sistema digital TTL deve acionar um LED de 5mm quando sua saída estiver em nível alto, conforme a Figura 5.8. Projete esse circuito de acionamento calculando  $R_C$  e  $R_B$ .



Especificações do LED:

- $V_F = 1,7V$
- $I_F = 10mA$

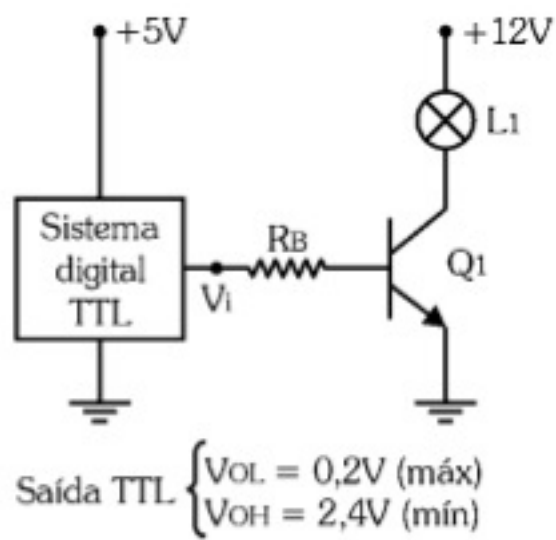
Transistor: 2N2222

- $h_{FEmin} = 75$
- $I_{Cmáx} = 800mA$
- $V_{CEsat} = 0,4V$

Figura 5.8 - Acionamento de um LED.



5.2) O circuito da Figura 5.9 foi montado para acionar a lâmpada por meio de um sinal digital TTL. Projete esse circuito calculando  $R_B$ .



Especificações da lâmpada:

- $L_1 = 12V/2,5W$

Transistor: TIP29

- $h_{FE\text{mín}} = 40$

- $I_{C\text{máx}} = 1A$

- $V_{CE\text{sat}} = 0,7V$

Figura 5.9 - Acionamento de uma lâmpada DC.



## TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO - FET

O transistor de efeito de campo é conhecido como *FET* por causa do seu nome em inglês *Field Effect Transistor*. Há três tipos de FET que se diferenciam em alguns aspectos construtivos e por algumas características elétricas: JFET, MOSFET do tipo indução e MOSFET do tipo *depleção*.

### 6.1. Transistor de Efeito de Campo de Junção - JFET

O transistor de efeito de campo de junção ou *JFET* é um dispositivo que permite o controle do fluxo de corrente que circula por um canal pela polarização reversa dos seus terminais de controle.

#### 6.1.1. Características Construtivas e Funcionamento

A Figura 6.1 mostra um JFET cujo canal é feito de material semiconductor do tipo N de fraca dopagem e em cujas extremidades são fixados dois terminais que recebem as denominações fonte (*source*) e dreno (*drain*).

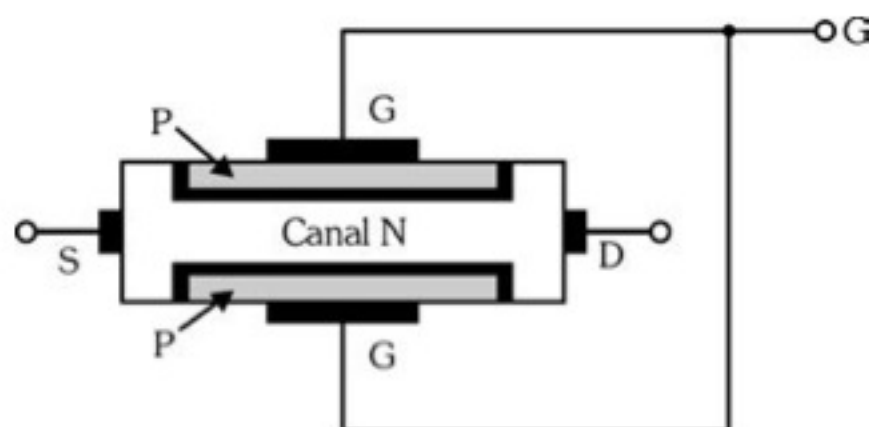


Figura 6.1 - Estrutura do JFET.

As regiões periféricas do canal são fortemente dopadas com material semiconductor do tipo P, em que são fixados os dois terminais denominados portas (*gates*).

Nas duas junções dos semicondutores do tipo P com o canal N formam-se as camadas de depleção, como se fossem dois diodos. Como os JFETs são feitos de silício, a



tensão de condução das junções, quando *polarizadas diretamente*, é de aproximadamente 0,6V.

A maioria dos JFETs comerciais é do tipo canal N com as duas *portas interligadas*. A Figura 6.2 mostra os *símbolos* dos JFETs canais N e P.



Figura 6.2 - Símbolos do JFET.

O funcionamento do JFET pressupõe a *polarização reversa* das junções por meio de uma tensão  $V_{GS}$  negativa aplicada entre as portas (G) e a fonte (S), além de uma tensão  $V_{DS}$  *positiva* aplicada ao canal entre os terminais dreno (D) e fonte (S), conforme indica a Figura 6.3.

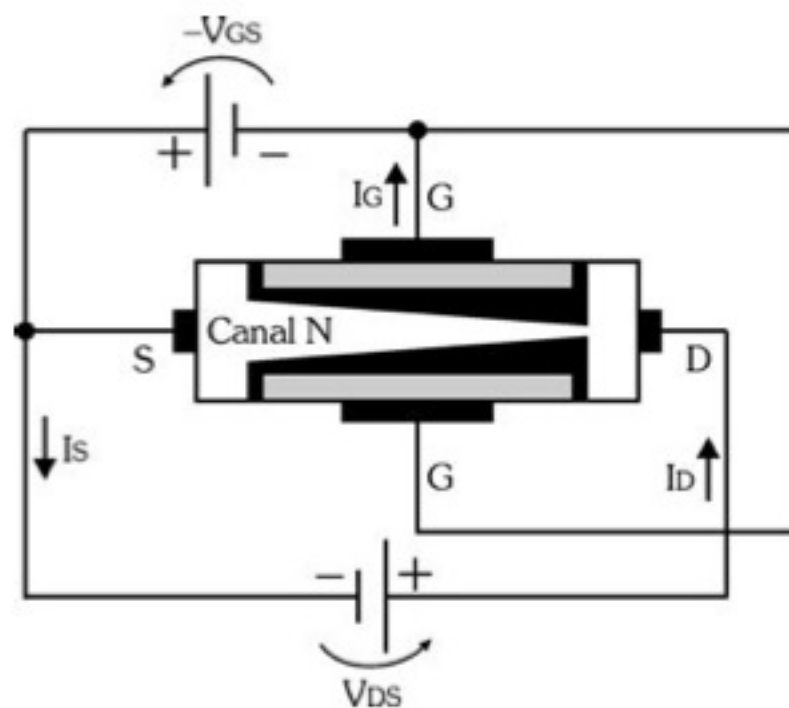


Figura 6.3 - Polarização das junções do JFET.

Aplicando-se uma tensão  $V_{GS}$  *negativa*, a polarização reversa nas junções *umenta* as respectivas camadas de depleção e estreitam o canal, *reduzindo* o fluxo de corrente entre dreno e fonte. Observe que a camada de depleção é mais acentuada nas proximidades do terminal de dreno porque ele tem um potencial maior que o terminal de fonte.



A corrente que flui pelo canal N é formada *unicamente* por elétrons e por isso o JFET é considerado um *transistor unipolar*, diferenciando-se do transistor bipolar estudado anteriormente, cujas correntes são formadas por elétrons e lacunas.

Os elétrons se deslocam da fonte em direção ao dreno, mas convencionalmente o sentido da corrente é contrário ao movimento dos elétrons, como indica a Figura 6.3.

Uma das características fundamentais do JFET é a sua *elevadíssima impedância de entrada*, da ordem de gigaohms, pois como a junção porta-fonte é polarizada reversamente, qualquer tensão  $V_{GS}$  produz uma corrente de porta praticamente nula ( $I_G \cong 0$ ). Como consequência, a corrente de dreno é *igual* à corrente de fonte, isto é,  $I_D = I_S$ .

O comportamento do JFET fica bem claro se analisarmos a sua *curva característica de saída*, que relaciona a corrente de dreno ( $I_D$ ) com a tensão entre dreno e fonte ( $V_{DS}$ ) para diversos valores de tensão entre porta e fonte ( $V_{GS}$ ), conforme a Figura 6.4.

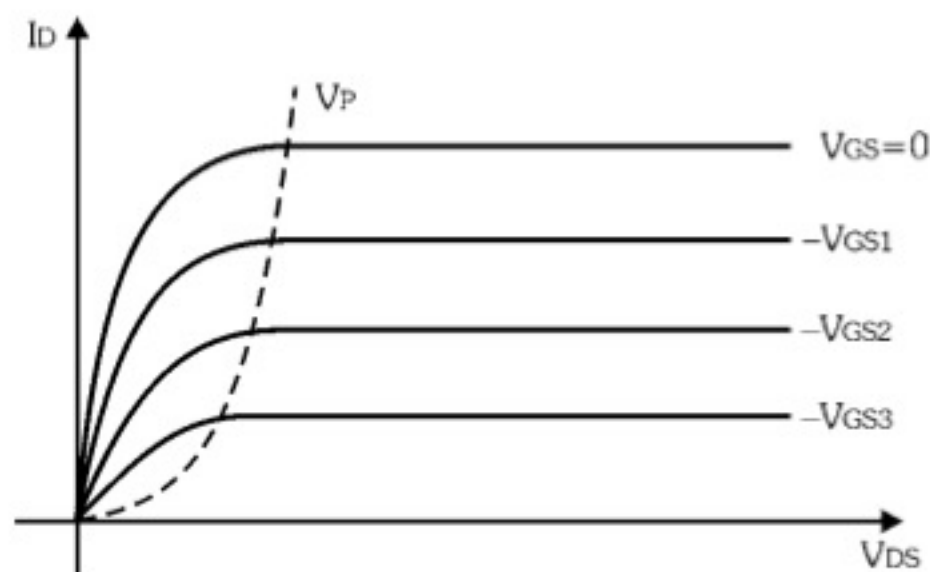


Figura 6.4 - Curva característica de saída do JFET.

Para  $V_{GS} = 0$  a corrente de dreno  $I_D$  é função apenas de  $V_{DS}$  e atinge o *valor máximo*, conforme vemos na curva superior.

Para valores de  $V_{GS}$  diferentes de zero e *negativos*, a corrente de dreno  $I_D$  depende tanto de  $V_{GS}$  quanto de  $V_{DS}$ , e quanto *maior* o valor negativo de  $V_{GS}$  *menor* é a corrente  $I_D$ .

Como se pode observar, essa curva característica lembra a do transistor bipolar, mas com duas diferenças fundamentais: a primeira, e principal, é que no JFET o *controle da corrente* de saída ( $I_D$ ) é feito pela *tensão de entrada* ( $V_{GS}$ ), enquanto no transistor bipolar a corrente de saída ( $I_C$ ) é controlada pela corrente de entrada ( $I_B$ ); a segunda é que o JFET é muito mais linear que o transistor bipolar, já que as curvas de corrente, após o seu aumento acentuado, ficam praticamente paralelas com o eixo de  $V_{DS}$ .



Essa *linearidade* pode ser facilmente explicada analisando a Figura 6.5.

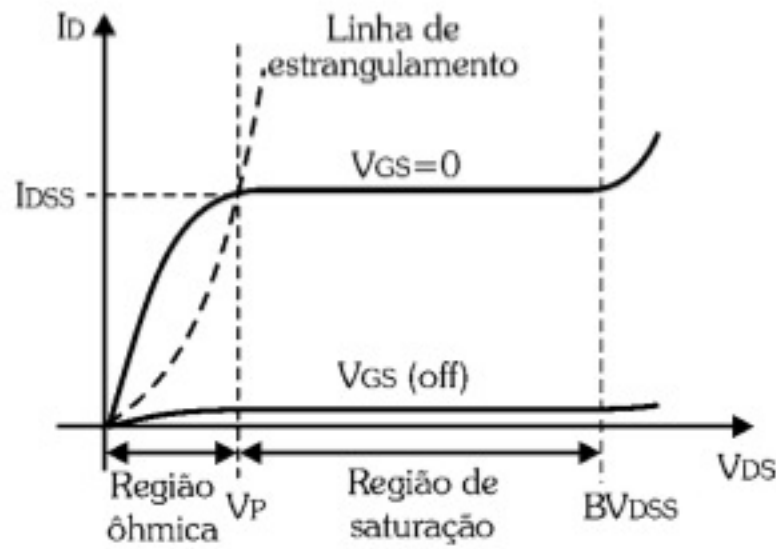


Figura 6.5 - Regiões da curva característica de saída.

Consideremos inicialmente apenas a curva em que  $V_{GS} = 0$ . No início, a corrente de dreno  $I_D$  cresce rapidamente com o aumento de  $V_{DS}$  até atingir a saturação, que ocorre quando o fluxo de elétrons atinge o seu valor máximo devido ao *estrangulamento* (*pinch-off*) provocado pelas camadas de depleção. A tensão  $V_{DS}$  que provoca o estrangulamento é denominada  $V_P$  e a corrente de dreno de saturação é denominada  $I_{DSS}$ . A curva de saturação é limitada também por  $V_{DSmáx}$  (ou  $BV_{DSS}$ , do inglês *breakdown voltage drain source*), pois essa tensão provoca a ruptura das junções do JFET.

Para valores de  $V_{GS}$  diferentes de zero e *negativos* ocorre o mesmo, só que com valores de  $V_P$  *menores*, conforme a *linha de estrangulamento* apresentada na Figura 6.5.

A região à esquerda da linha de estrangulamento é denominada *região ôhmica*, pois o JFET funciona como uma *resistância variável* controlada por tensão.

A região à direita da linha de estrangulamento é denominada *região de saturação*, na qual o JFET funciona como um *amplificador*.

Voltando ao gráfico da Figura 6.5, vemos que o valor mais negativo de  $V_{GS}$  é denominado  $V_{GS(off)}$  ou *tensão de corte*, pois esse nível de tensão praticamente provoca o desligamento do JFET, ou seja, faz com que a corrente de dreno seja praticamente nula ( $I_D \cong 0$ ).

Curiosamente, o módulo da tensão  $V_{GS(off)}$  é *igual* a  $V_P$  para qualquer JFET, isto é:

$$V_P = |V_{GS(off)}|$$

Esse fenômeno se deve a razões físicas e construtivas desse dispositivo. O fato de essas duas especificações serem iguais em módulo faz com que muitos manuais forneçam apenas uma delas.



A potência dissipada ( $P_D$ ) pelo JFET é dada por:

$$P_D = V_{DS} \cdot I_D$$

Os manuais fornecem também a *potência máxima* de dissipação do JFET por meio da especificação  $P_{Dmáx}$ .

Por fim, apresentamos a *curva de transcondutância* de um JFET, conforme a Figura 6.6.

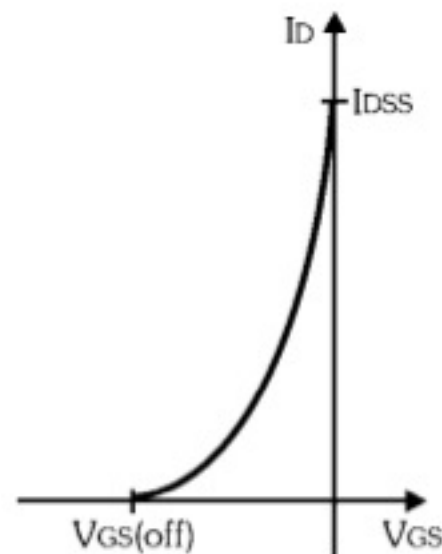


Figura 6.6 - Curva de transcondutância do JFET.

Essa curva é muito prática, pois informa diretamente as especificações  $I_{DSS}$  e  $V_{GS(off)}$ . Indiretamente, ela fornece o valor de  $V_P$ , pois é igual ao módulo de  $V_{GS(off)}$ , além da relação entre  $I_D$  e  $V_{GS}$  *quiescentes*, que correspondem às condições de operação do JFET dadas pela sua *polarização*, conforme veremos no próximo subtópico.

A curva de transcondutância segue a mesma relação matemática para qualquer JFET, que é:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$



## Exercício Resolvido

Considere as especificações do JFET BF245A com os seguintes valores típicos:

$I_{DSS} = 4\text{mA}$  ;  $V_P = 2\text{V}$  ;  $V_{GS(\text{off})} = -2\text{V}$  e  $V_{DS\text{máx}} = 20\text{V}$ .

a) Esboce a curva de transcondutância para esse JFET.

Dado que  $I_{DSS} = 4\text{mA}$  e  $V_{GS(\text{off})} = -2\text{V}$ , tem-se a seguinte curva de transcondutância:

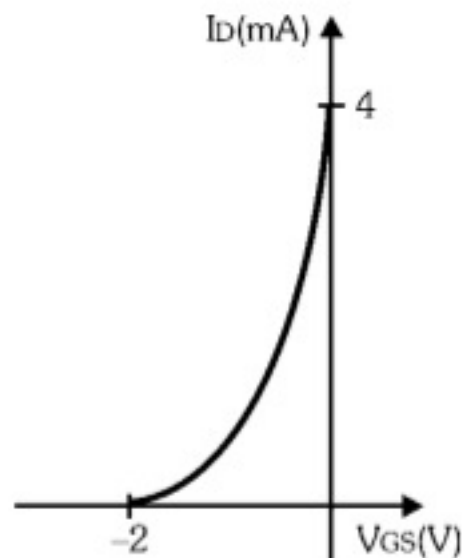


Figura 6.7 - Curva típica de transcondutância do JFET BF245A.

b) Determine o valor da corrente de dreno  $I_D$  quando  $V_{GS} = -1\text{V}$ .

A partir das especificações dadas pode-se calcular  $I_D$  segundo a relação matemática:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}} \right)^2 \Rightarrow I_D = 4 \cdot 10^{-3} \left( 1 - \frac{-1}{-2} \right)^2 \Rightarrow$$

$$I_D = 4 \cdot 10^{-3} (0,5)^2 \Rightarrow I_D = 1\text{mA}$$

### 6.1.2. Polarização do JFET

Para *polarizar* o JFET, devemos considerar que a tensão da junção porta-fonte  $V_{GS}$  deve ser *reversa*, a tensão  $V_{DS}$  deve ser *menor* do que  $BV_{DSS}$  e o *produto* de  $V_{DS}$  por  $I_D$  deve ser *inferior* à potência máxima do dispositivo  $P_{D\text{máx}}$ .

A Figura 6.8 apresenta a polarização de um JFET de canal N na configuração *fonte comum* por uma única fonte de alimentação.

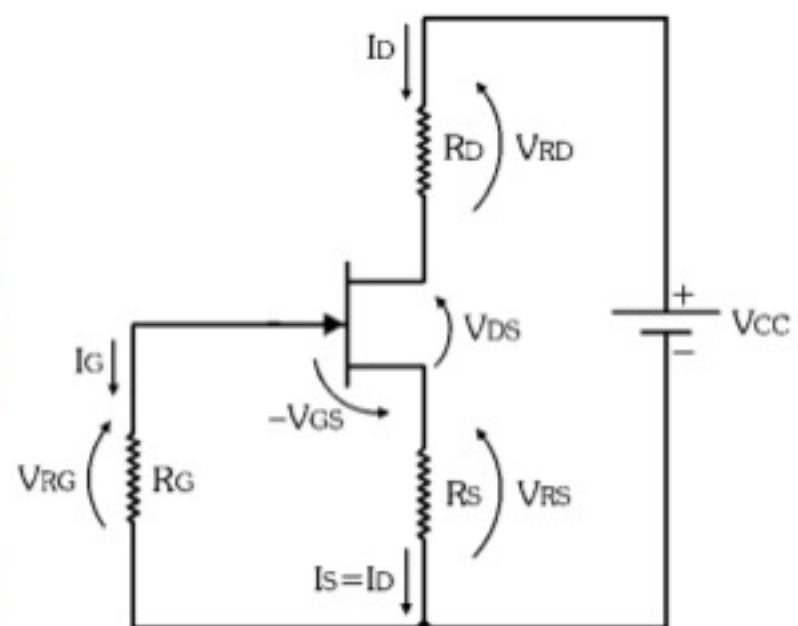


Figura 6.8 - Autopolarização do JFET na configuração fonte comum.



Esta é a forma mais simples e mais usada de polarização do JFET e é denominada *autopolarização*.

**Observação:** Muitos livros adotam a denominação  $V_{DD}$ , e não  $V_{CC}$ , para a fonte de alimentação de circuito com FET.

### Cálculo dos Resistores de Polarização

Conforme já vimos, as correntes de dreno e de fonte são iguais ( $I_D = I_S$ ), de modo que faremos referência apenas a  $I_D$ .

Os valores  $I_D$  e  $V_{GS}$  quiescentes são definidos de acordo com a aplicação do JFET.

Um modo prático de calcular  $R_S$  a partir das especificações do JFET é adotar o centro da curva de transcondutância como o melhor ponto quiescente, conforme mostra a Figura 6.9, de modo que a  $R_S$  pode ser determinado por:

$$R_S = \frac{V_{GS(off)}}{I_{DSS}} \quad \text{ou} \quad R_S = \frac{V_P}{I_{DSS}}$$

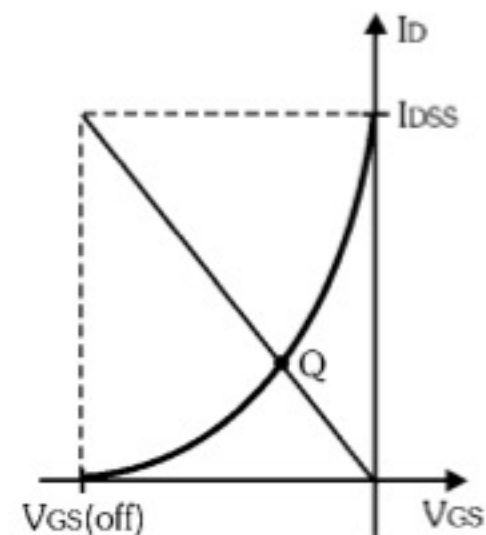


Figura 6.9 - Polarização do JFET no centro da curva de transcondutância.

Analisando a malha de saída, temos:

$$R_S \cdot I_D + V_{DS} + R_D \cdot I_D = V_{CC} \Rightarrow$$

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_{DS} - R_S \cdot I_D}{I_D}$$

Por fim, o valor do resistor  $R_G$  pode ser *adotado* em função da *impedância de entrada* desejada para o circuito. Isso acontece porque essa impedância do circuito é o equivalente paralelo entre  $R_G$  e a impedância de entrada do JFET. Mas como esta última é muitíssimo elevada, a impedância de entrada do circuito é exatamente igual a  $R_G$ .

Normalmente, adota-se um  $R_G$  *elevado*, da ordem de unidades de megaohms, para manter a impedância de entrada elevada.

### Reta de Carga

A partir da expressão da malha de saída, é possível determinar os *pontos de corte e saturação* do JFET.

$$R_S \cdot I_D + V_{DS} + R_D \cdot I_D = V_{CC}$$



Ponto de corte:  $I_{D\text{corte}} \cong 0$  e  $V_{DScorte} = V_{CC}$

Ponto de saturação:  $V_{DSSat} \cong 0$  e  $I_{Dsat} = \frac{V_{CC}}{R_D + R_S}$

A Figura 6.10 mostra a curva característica do JFET com a *reta de carga* e o *ponto quiescente* Q indicando a condição de operação do dispositivo, isto é,  $I_D$ ,  $V_{DS}$  e  $V_{GS}$ .

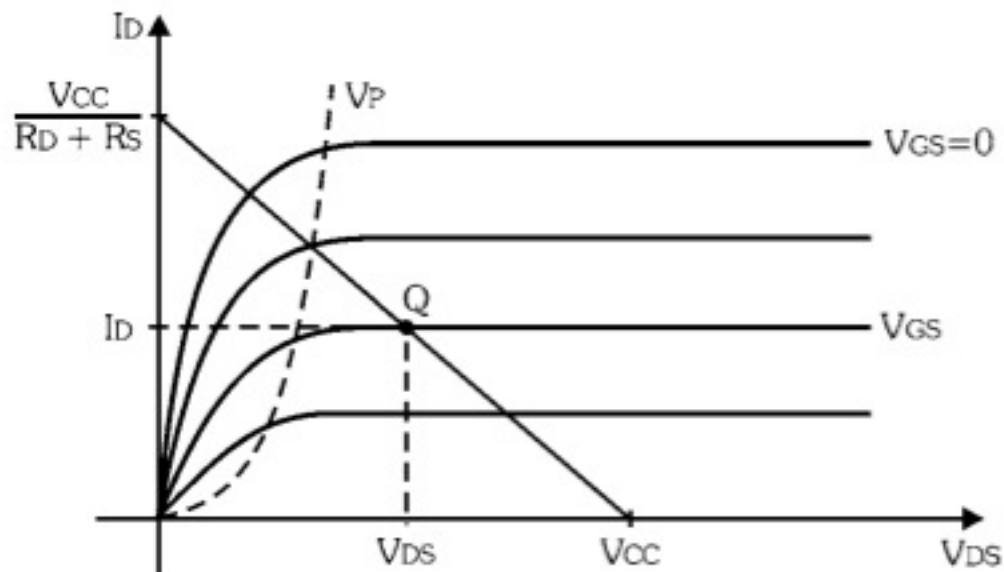
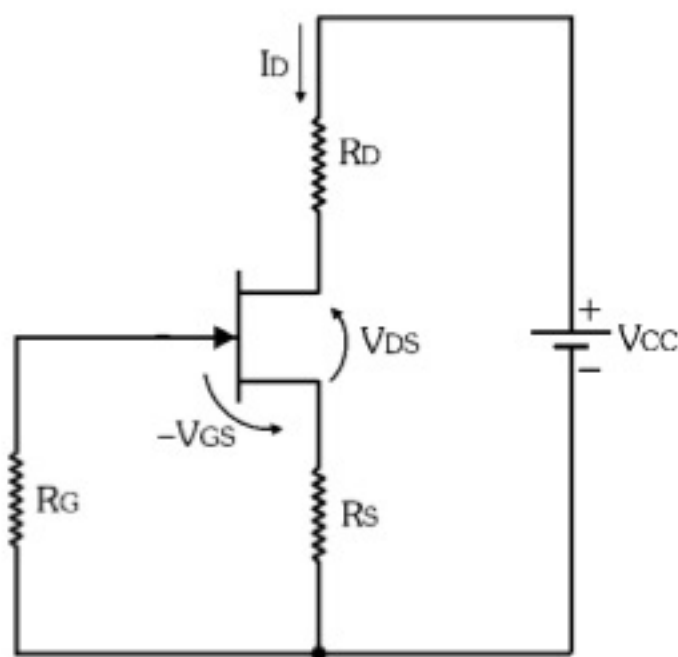


Figura 6.10 - Reta de carga e ponto quiescente do JFET.

### Exercícios Resolvidos

1) Polarize o transistor MPF102 com corrente de dreno  $I_D = 2\text{mA}$  e  $V_{DS} = 6\text{V}$  usando uma fonte de alimentação de  $12\text{V}$ .



Especificações do MPF102:

- $P_{D\text{máx}} = 200\text{mW}$
- $I_{DSS} = 6\text{mA}$
- $V_P = 8\text{V}$

Figura 6.11 - Polarização do JFET.

$$R_S = \frac{V_P}{I_{DSS}} \Rightarrow R_S = \frac{8}{6 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_S = 1333\Omega$$



Valor comercial adotado  $R_S = 1,2k\Omega$

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_{DS} - R_S I_D}{I_D} \Rightarrow R_D = \frac{12 - 6 - 1,2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_D = 1800\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_S = 1,8k\Omega$

Para o resistor  $R_G$  será adotado  $R_G = 1M\Omega$

- 2) Determine a reta de carga do circuito do exercício anterior e localize no gráfico o ponto quiescente Q do JFET.

Ponto de corte:  $I_{D\text{corte}} \cong 0$

$$V_{DScorte} = V_{CC} \Rightarrow V_{DScorte} = 12V$$

Ponto de saturação:  $V_{DSsat} \cong 0$

$$I_{Dsat} = \frac{V_{CC}}{R_D + R_S} = \frac{12}{1,8 \cdot 10^3 + 1,2 \cdot 10^3} \Rightarrow I_{Dsat} = 4mA$$

O ponto Q do JFET é formado pelos dados do projeto do circuito de polarização e está localizado aproximadamente no centro da reta de carga, conforme a Figura 6.12.

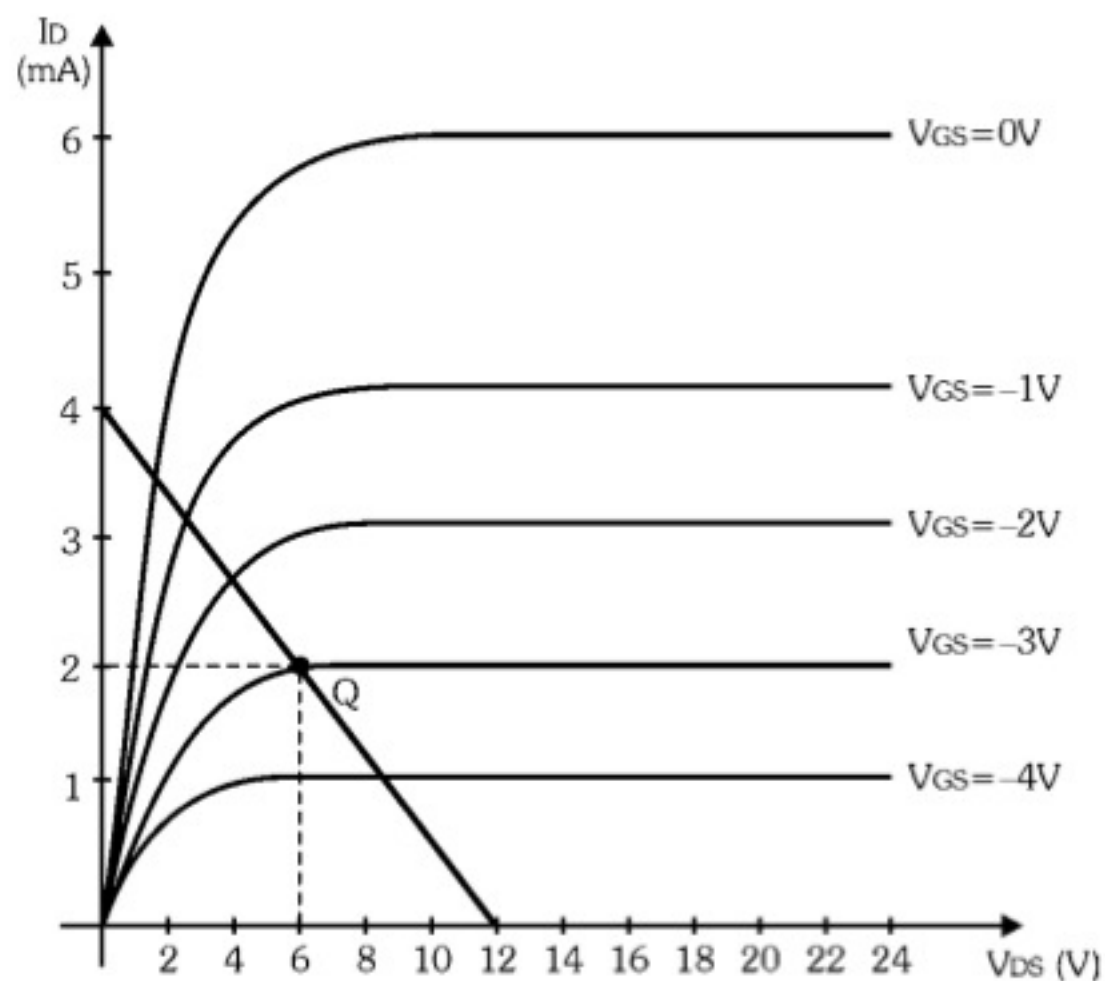


Figura 6.12 - Reta de carga e ponto quiescente do MPF102.



Nesse caso, o valor quiescente da tensão na entrada do JFET é  $V_{GS} \cong -3V$ .

Matematicamente, esse valor pode ser determinado por:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \Rightarrow 2 \cdot 10^{-3} = 6 \cdot 10^{-3} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{-8} \right)^2 \Rightarrow$$

$$\frac{2 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-3}} = \left( 1 + \frac{V_{GS}}{8} \right)^2 \Rightarrow \frac{1}{3} = \left( 1 + \frac{V_{GS}}{8} \right)^2 \Rightarrow$$

$$\sqrt{\frac{1}{3}} = \sqrt{\left( 1 + \frac{V_{GS}}{8} \right)^2} \Rightarrow 0,58 = \left( 1 + \frac{V_{GS}}{8} \right) \Rightarrow$$

$$0,58 - 1 = \frac{V_{GS}}{8} \Rightarrow -0,42 = \frac{V_{GS}}{8} \Rightarrow V_{GS} = -3,36V$$

## 6.2. Transistor de Efeito de Campo de Metal Óxido Semicondutor - MOSFET

O *MOSFET* é um dispositivo largamente empregado na implementação de *circuitos integrados*, pois permite a construção de circuitos bem mais complexos em *áreas menores*, além de terem um *baixo consumo* de potência.

A característica construtiva principal é que o terminal de porta é *isolado* do substrato por uma camada isolante de dióxido de silício ( $SiO_2$ ). Por ter a porta isolada, esse dispositivo é também conhecido por IGFET (FET de porta isolada).

Eletricamente, sua principal característica é que a sua impedância de entrada é *ainda maior* que a do JFET, entre  $10^{12}$  e  $10^{14} \Omega$ , de modo que a corrente de porta é praticamente *nula*.

### 6.2.1. MOSFET de Indução

A Figura 6.13 mostra a estrutura do *MOSFET de indução* com canal N.

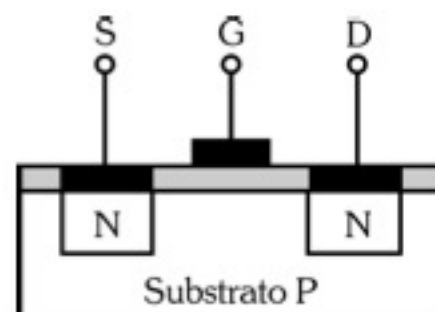


Figura 6.13 - Estrutura do MOSFET de indução - canal N.



O substrato consiste em um cristal de silício do tipo P de elevada resistividade no qual são difundidas duas camadas N de baixa resistividade.

Sobre esse conjunto é depositada uma fina camada de  $\text{SiO}_2$  com dois orifícios para a conexão dos terminais fonte (S) e dreno (D) diretamente nas regiões N. O terminal da porta (G) é conectado ao substrato por meio de uma fina camada de material *isolante*.

Há também o MOSFET de indução com canal P, cuja estrutura é exatamente o inverso desta com canal N. O mesmo ocorre com o seu funcionamento.

Voltando à Figura 6.13, notamos que as duas regiões N estão separadas pelo substrato P, como se existissem dois diodos *invertidos* conectados em *série*, conforme a Figura 6.14.

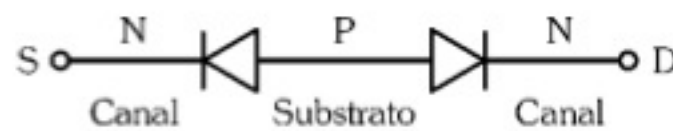


Figura 6.14 - Circuito equivalente do MOSFET de indução - canal N.

Assim, qualquer tensão aplicada entre os terminais fonte e dreno resultaria em uma *corrente extremamente baixa*.

O contato metálico da porta, o material isolante e o substrato P formam uma pequena capacitância, cujo *dielétrico* é a camada de  $\text{SiO}_2$ . Uma tensão  $V_{GS}$  *positiva* aplicada entre o terminal de porta e o substrato, conforme indica a Figura 6.15, *induz* um canal N entre as duas regiões N. Essas cargas negativas estabelecem um contato entre a fonte e o dreno, permitindo a circulação de corrente entre eles quando estiverem polarizados.

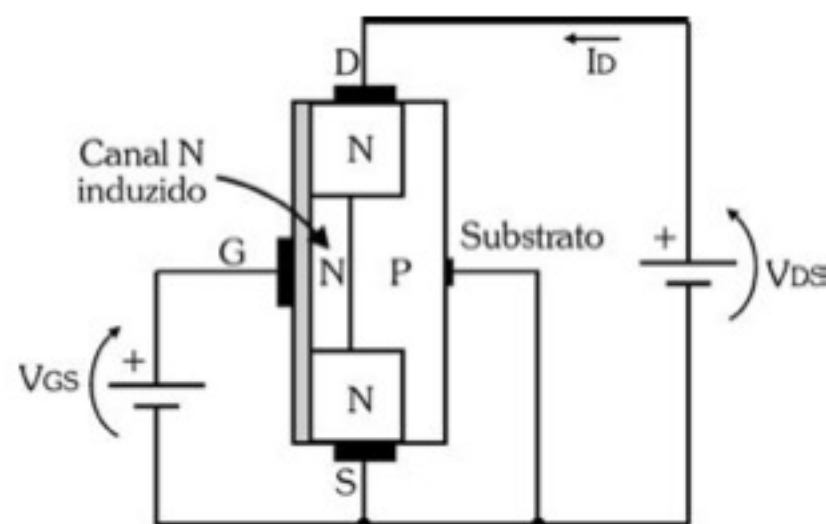


Figura 6.15 - Formação do canal N com polarização do MOSFET de indução.

A *tensão positiva* ( $V_{GS}$ ) aplicada à porta *controla a largura* do canal e, conseqüentemente, a *corrente* entre dreno e fonte ( $I_D$ ), tendo esse dispositivo a curva característica apresentada na Figura 6.16.



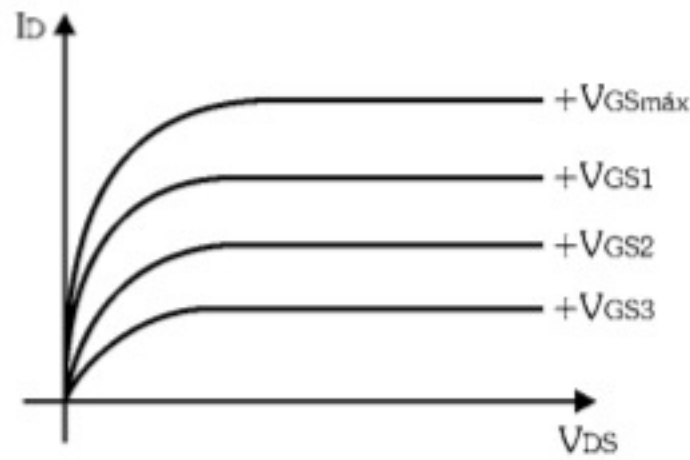


Figura 6.16 - Curva característica do MOSFET de indução - canal N.

Como vimos, o MOSFET possui quatro terminais: dreno, fonte, porta e substrato. Como a maioria das aplicações utiliza o substrato conectado à fonte, o tipo mais comum é o MOSFET de *três terminais*, no qual essa conexão já é feita internamente. Os *símbolos* dos MOSFETs com canais N e P estão representados na Figura 6.17.

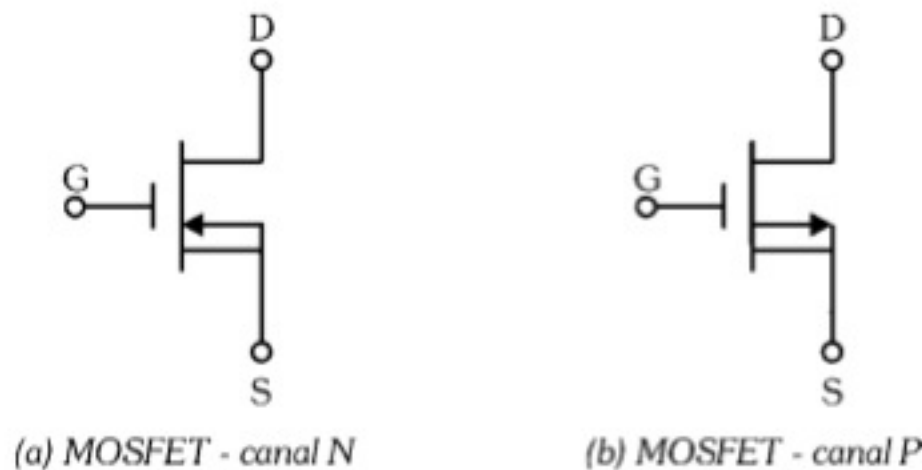


Figura 6.17 - Símbolos do MOSFET.

O circuito de polarização do MOSFET de indução não deve ser o de autopolarização usado para o JFET, pois ele impõe uma tensão negativa na junção porta-fonte, o que não pode ocorrer neste caso.

Uma alternativa é a polarização por *realimentação de dreno*, conforme indica a Figura 6.18.

O resistor  $R_G$  pode ser adotado, dependendo da impedância de entrada desejada. Já o resistor  $R_D$  pode ser determinado pela fórmula:

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_{DS}}{I_D}$$

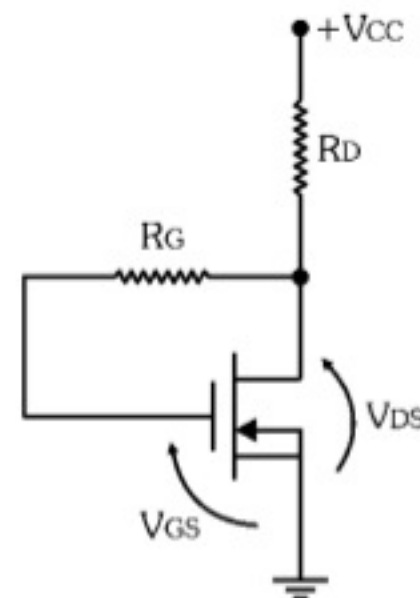


Figura 6.18 - Polarização por realimentação de dreno.



## 6.2.2. MOSFET de Depleção

A Figura 6.19 mostra a estrutura do *MOSFET de depleção* com canal N.

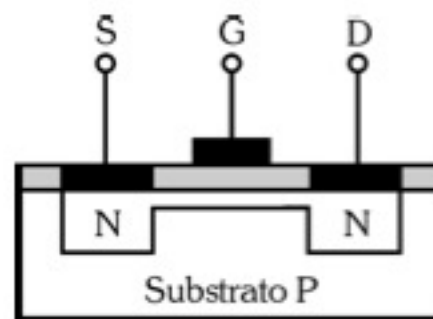


Figura 6.19 - Estrutura do MOSFET de depleção - canal N.

A estrutura do MOSFET de depleção é semelhante à do tipo indução, com exceção da estreita camada N que já faz a conexão entre as regiões de fonte e dreno.

Essa pequena camada permite que haja corrente entre dreno e fonte mesmo sem a polarização da porta em relação ao substrato.

Aplicando uma tensão *positiva* ( $V_{GS}$ ) entre a porta e o substrato, o MOSFET de depleção terá um comportamento similar ao do tipo indução, isto é, a tensão da porta controla a corrente entre dreno e fonte ( $I_D$ ).

Aplicando uma tensão *negativa* ( $-V_{GS}$ ) entre a porta e o substrato, haverá a *redução de portadores de carga* no canal (depleção), de forma que o controle da corrente entre dreno e fonte ( $I_D$ ) pode ser feito por *tensões positivas e negativas*.

A Figura 6.20 mostra a *curva característica* do MOSFET de depleção - canal N.

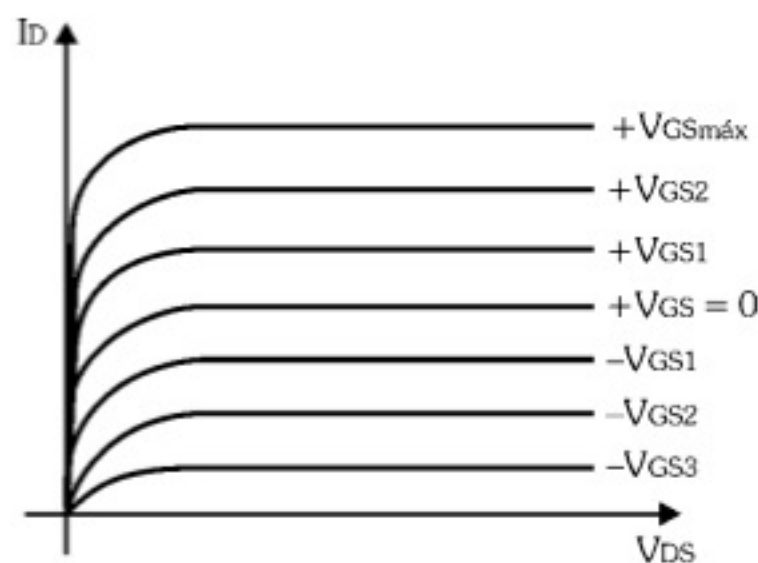


Figura 6.20 - Curva característica do MOSFET de depleção - canal N.

Os *símbolos* do MOSFET de depleção são iguais aos do tipo indução, conforme a Figura 6.21.



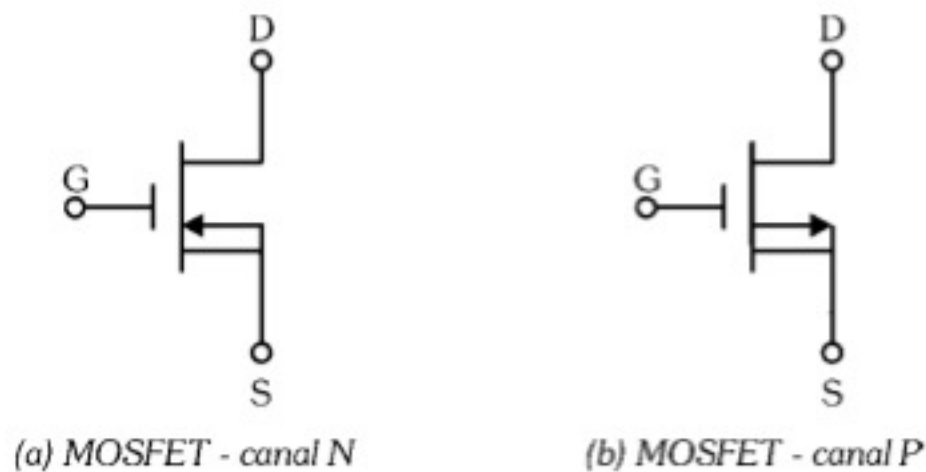


Figura 6.21 - Símbolos do MOSFET.

O circuito de polarização do MOSFET de depleção pode ser o mesmo usado para o JFET, inclusive o de autopolarização. Como a tensão  $V_{GS}$  pode ser positiva ou negativa, o circuito mais comum é o de polarização com  $V_{GS} = 0$ , como exibe a Figura 6.22.

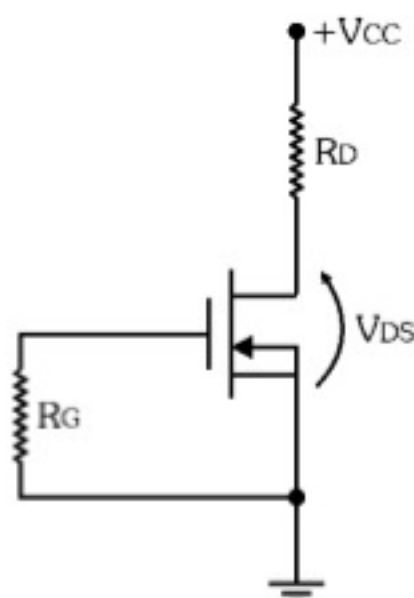


Figura 6.22 - Polarização com  $V_{GS} = 0$ .

O resistor  $R_G$  pode ser adotado, dependendo da impedância de entrada desejada. Já o resistor  $R_D$  pode ser determinado pela fórmula:

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_{DS}}{I_{DSS}}$$

Observe que a corrente usada na fórmula é  $I_{DSS}$ , e não  $I_D$  quiescente, pois ela está de acordo com a condição  $V_{GS} = 0$ .

### 6.3. Aplicações dos Transistores de Efeito de Campo

Neste tópico veremos algumas *aplicações comuns* dos transistores de efeito de campo, exceto o amplificador, pois ele será abordado no capítulo 7 que trata exclusivamente deste assunto.



### 6.3.1. Chave Analógica com JFET

A Figura 6.23 mostra um JFET polarizado de modo a operar no *corte* e na *saturação*, funcionando como uma *chave analógica*.

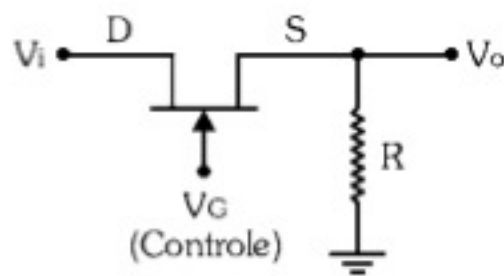


Figura 6.23 - Chave analógica.

Quando  $V_G < V_{GS(off)}$ , o JFET encontra-se *cortado*, ou seja,  $I_D = 0$  e  $V_o = 0$ , portanto a chave encontra-se aberta.

Quando  $V_G = 0$ , o JFET entra em *saturação* e comporta-se apenas como uma resistência, cuja ordem de grandeza está entre unidades e centenas de ohms. Para minimizar o efeito dessa resistência, usa-se um resistor R muito maior, da ordem de unidades a dezenas de quilo-ohms.

Nessa condição, qualquer sinal analógico presente no terminal de dreno ( $V_i$ ) aparece no terminal de fonte ( $V_o$ ).

### 6.3.2. Porta NAND com MOSFET - Canal N

A Figura 6.24 exibe uma porta NAND implementada com três MOSFETs - canal N.

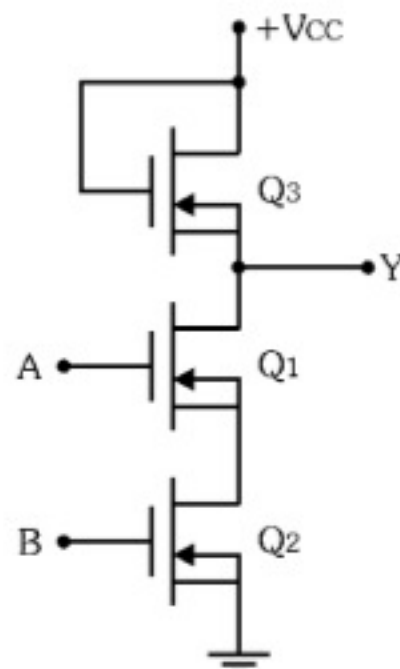


Figura 6.24 - Porta NAND.

Os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  funcionam como *chaves*, enquanto  $Q_3$  tem a função de resistência de carga. Se as duas entradas A e B receberem tensões iguais a  $V_{CC}$ , as chaves  $Q_1$  e  $Q_2$  fecharão e a saída Y ficará com *potencial nulo* ( $Y = 0V$ ). Caso uma



das entradas A ou B ou ambas receberem tensão nula (0V), uma das chaves Q<sub>1</sub> ou Q<sub>2</sub> ou ambas abrirão e a saída Y ficará com o *potencial positivo da fonte* ( $Y = V_{CC}$ ).

Traduzindo esses valores para níveis lógicos, o resultado é a tabela verdade da porta NAND apresentada em seguida:

| A | B | Y |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

### 6.3.3. Porta NOT com CMOS

A Figura 6.25 mostra uma porta NOT (inversora) implementada com um par complementar MOSFET, isto é, um canal N e um canal P. Essa configuração recebe a denominação CMOS, muito usada na implementação de circuitos integrados digitais.

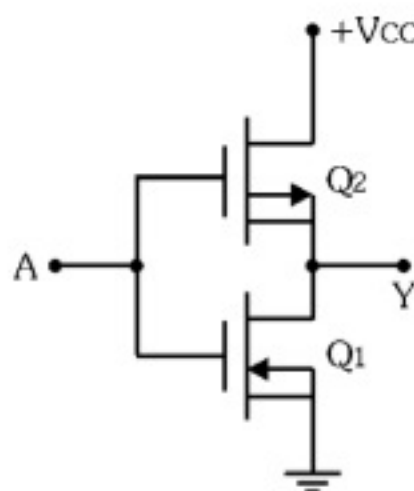


Figura 6.25 - Porta NOT.

Nesse circuito, se  $A = V_{CC}$ , o transistor Q<sub>1</sub> *satura* e Q<sub>2</sub> *corta*, de modo que  $Y = 0V$ . Porém, se  $A = 0V$ , invertem-se os estados dos transistores de forma que  $Y = V_{CC}$ .

Traduzindo esses valores para níveis lógicos, o resultado é a tabela verdade da porta NOT mostrada em seguida:

| A | Y |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |



## 6.4. Exercícios Propostos

6.1) Considere as especificações típicas de um JFET dadas a seguir:

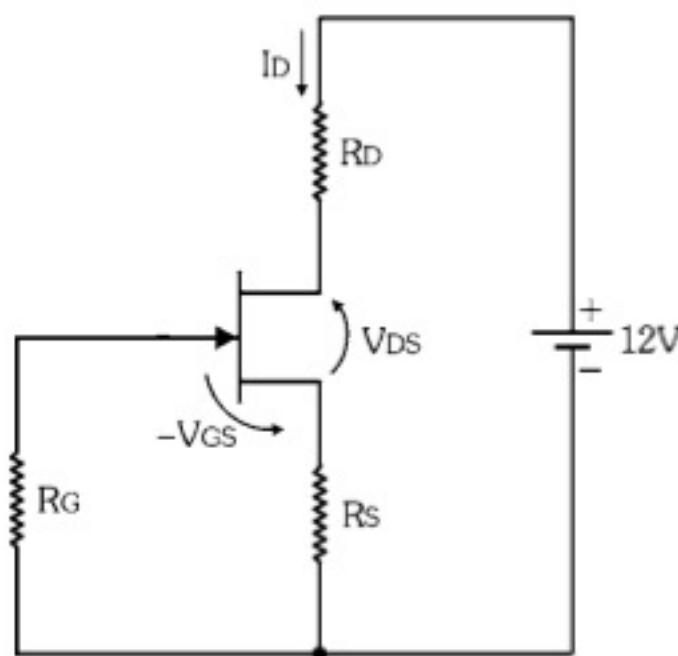
$$I_{DSS} = 10\text{mA} ; V_P = 4\text{V} ; V_{GS(\text{off})} = -4\text{V} \text{ e } V_{DS\text{máx}} = 25\text{V}.$$

a) Complete a tabela a seguir, determinando o valor da corrente de dreno  $I_D$  para os valores de  $V_{GS}$  dados:

| $V_{GS}(\text{V})$ | $I_D(\text{mA})$ |
|--------------------|------------------|
| 0                  |                  |
| -1                 |                  |
| -2                 |                  |
| -3                 |                  |
| -4                 |                  |

b) Esboce a curva de transcondutância para esse JFET com base nos valores obtidos no item (a).

6.2) Considere o circuito de polarização do JFET BF245A exibido na Figura 6.26.



Especificações típicas do BF245A:

- $I_{DSS} = 4\text{mA}$
- $V_P = 2\text{V}$
- $V_{DS\text{máx}} = 20\text{V}$ .

Figura 6.26 - Circuito de polarização do BF245A.

- a) Determine  $R_D$  e  $R_S$  (valores comerciais) para  $I_D = 1\text{mA}$  e  $V_{DS} = 6\text{V}$ .
- b) Calcule  $V_{GS}$  quiescente.



- c) Determine a reta de carga e localize o ponto quiescente dada a curva característica de saída apresentada a seguir.

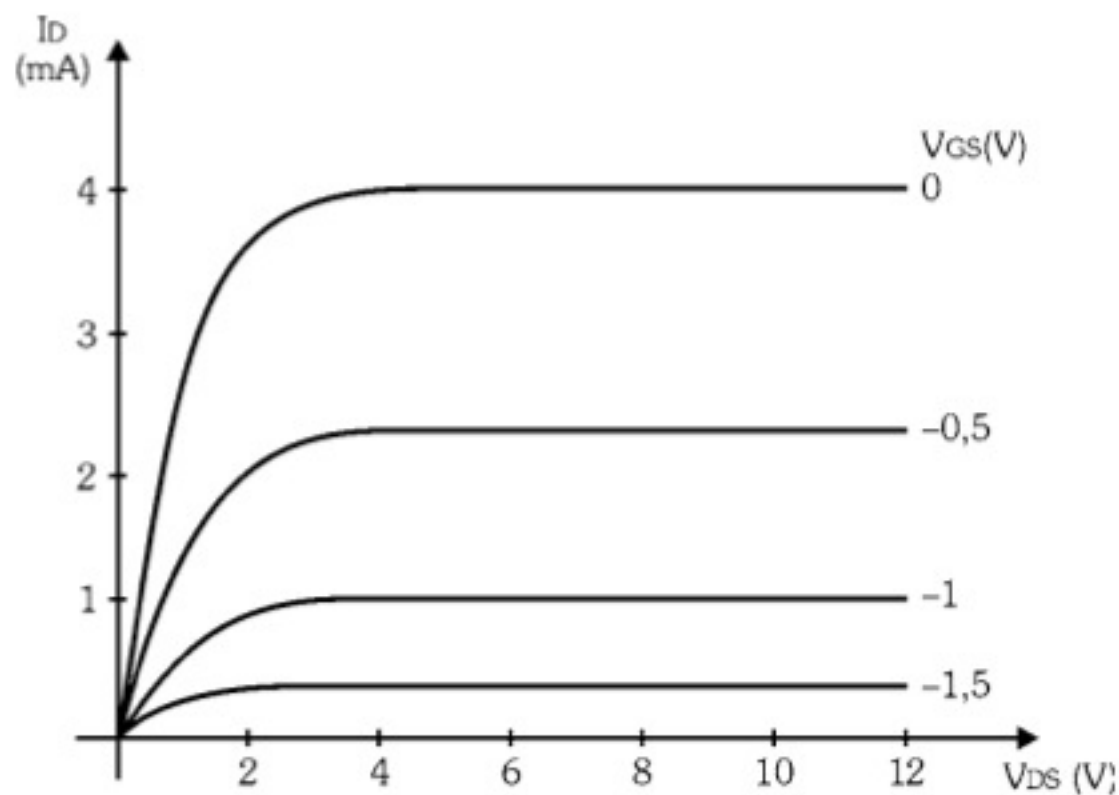


Figura 6.27 - Curva característica de saída do BF245A.

- 6.3) Analise o circuito da Figura 6.28 e complete as lacunas com uma das opções que estão entre parênteses.

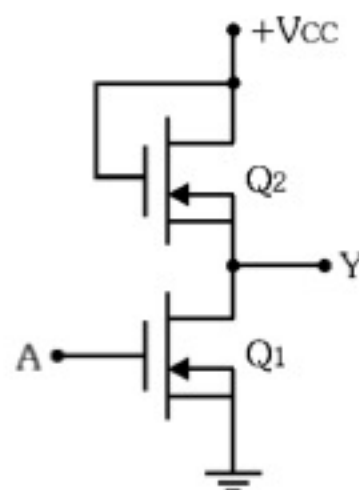


Figura 6.28 - Circuito de aplicação.

Trata-se de um circuito formado por dois \_\_\_\_\_ (JFETs / MOSFETs) \_\_\_\_\_ (canal N / canal P) que implementa uma porta \_\_\_\_\_ (AND / OR / NOT). Se  $A = V_{CC}$ ,  $Q_1$  encontra-se \_\_\_\_\_ (saturado / cortado) e  $Y = \underline{\hspace{1cm}}$  (0V /  $V_{CC}$ ). Caso  $A = 0$ ,  $Q_1$  encontra-se \_\_\_\_\_ (saturado / cortado) e  $Y = \underline{\hspace{1cm}}$  (0V /  $V_{CC}$ ).



## ANÁLISE DE AMPLIFICADORES

### 7.1. Análise por Modelo de Amplificador

#### 7.1.1. Modelo de um Amplificador Genérico

Um amplificador pode ser representado genericamente pelo símbolo da Figura 7.1.



Figura 7.1 - Símbolo genérico de um amplificador.

A letra *A* representa a *amplificação* ou *ganho* do circuito e pode fazer referência aos ganhos de tensão ( $A_v$ ), corrente ( $A_i$ ) ou potência ( $A_p$ ). Na prática, os ganhos mais utilizados como parâmetros de projeto são os de tensão e potência.

Há vários *modelos* usados para representar o comportamento de um amplificador. Para os propósitos deste livro, utilizamos um modelo bem simples, como o apresentado na Figura 7.2.

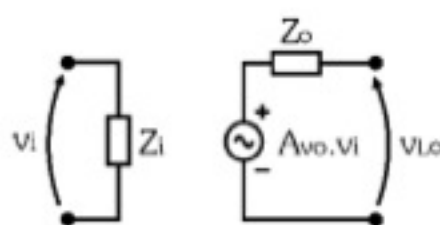


Figura 7.2 - Modelo de um amplificador.

Esse modelo é composto de três parâmetros básicos: *impedância de entrada*  $Z_i$ , *ganho de tensão sem carga*  $A_{v0}$  e *impedância de saída*  $Z_o$ . Observe que o modelo do amplificador não inclui a fonte de sinal de entrada, que denominaremos genericamente de gerador, nem a carga.

No modelo do amplificador há um gerador interno cuja tensão vale  $A_{v0}.v_i$  que representa a tensão  $v_i$  efetivamente presente na entrada do amplificador, multiplicada pelo ganho sem carga  $A_{v0}$ . A tensão na saída do amplificador sem carga é denominada  $v_{Lo}$  e seu valor é igual à tensão do gerador interno, ou seja,  $v_{Lo} = A_{v0}.v_i$ .



## Observações

- I- O índice "i" representa *input* (entrada), como em  $Z_i$  e em  $v_i$ .
- II- O índice "o" representa *output* (saída), como em  $Z_o$ , ou *open* (aberto), como em  $A_{vo}$  e  $v_{Lo}$ .
- III- O índice "L" representa *load* (carga), como em  $Z_L$ ,  $v_L$  e  $v_{Lo}$ .

### 7.1.2. Comportamento do Amplificador

Vamos analisar as relações entre os parâmetros do amplificador e as características do gerador e da carga por meio da Figura 7.3.

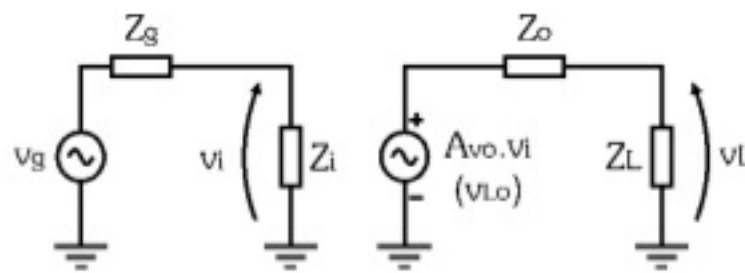


Figura 7.3 - Amplificador com gerador e carga.

Um *gerador AC* genérico possui *impedância interna*  $Z_g$  e produz uma *tensão*  $v_g$ . Ao ser ligado à entrada do amplificador, apenas a tensão  $v_i$  é amplificada, pois  $Z_g$  e  $Z_i$  formam um divisor de tensão, sendo:

$$v_i = \frac{Z_i}{Z_g + Z_i} \cdot v_g$$

Se  $Z_i \gg Z_g$ , praticamente toda a tensão do gerador é amplificada ( $v_i \cong v_g$ ), mas a potência de entrada é muito baixa, pois a corrente tende a zero.

Se  $Z_i \ll Z_g$ , a tensão  $v_i$  praticamente se anula, embora a corrente de entrada atinja quase o valor máximo. Nesse caso, a potência na entrada também é muito baixa.

Se  $Z_i = Z_g$ , ocorre o *casamento de impedâncias* na entrada. Nesse caso, a tensão  $v_i$  é metade da tensão  $v_g$  e a corrente de entrada é metade do seu valor máximo, mas a potência transferida do gerador à entrada do amplificador atinge o seu *valor máximo*. É o que denominamos de *máxima transferência de potência*.

Analisando a saída do amplificador, veremos que se nenhuma carga é ligada, a tensão é  $v_{Lo} = A_{vo} \cdot v_i$ . Porém, ao ligar uma carga  $Z_L$ , ela forma um divisor de tensão com a impedância de saída  $Z_o$  do amplificador, de modo que a tensão  $v_L$  na carga é uma parcela de  $v_{Lo}$ .



Nesse caso:

$$v_L = \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} \cdot v_{Lo}$$

Se  $Z_L \gg Z_o$ , praticamente toda a tensão do gerador é transferida à carga, ( $v_L \cong v_{Lo}$ ), mas a potência nela é muito baixa, pois a corrente tende a zero.

Se  $Z_L \ll Z_o$ , a tensão transferida à carga praticamente se anula, embora a corrente atinja quase o valor máximo. Nesse caso, a potência na carga também é muito baixa.

Se  $Z_L = Z_o$ , ocorre um *casamento de impedâncias* na saída, o que garante a *máxima transferência de potência* do amplificador à carga, mas com  $v_L$  sendo metade do valor máximo ( $v_{Lo}$ ), o mesmo acontece com a corrente.

As relações entre  $Z_i$  e  $Z_g$  e entre  $Z_o$  e  $Z_L$  devem ser estabelecidas em função da aplicação do amplificador e demais circuitos envolvidos num determinado sistema.

Quanto ao ganho de tensão do amplificador, observe que há dois valores, em função de haver ou não carga conectada em sua saída.

O *ganho do amplificador sem carga* é dado por:

$$A_{vo} = \frac{v_{Lo}}{v_i}$$

Se uma carga é conectada à saída do amplificador, o *ganho de tensão* será simbolizado por  $A_v$ , cujo valor é dado por:

$$A_v = \frac{v_L}{v_i}$$

Para analisarmos o comportamento de um amplificador por meio das potências envolvidas, temos de lembrar que o cálculo de potência para sinais AC é feito pelos valores eficazes (RMS) da tensão e da corrente, sendo  $p = v \cdot i$ .

Quando analisamos um amplificador em laboratório, usamos o osciloscópio como instrumento de medida, o qual fornece diretamente valores pico a pico de tensão. Assim, por praticidade, usamos a fórmula de potência em função da tensão pico a pico e da impedância envolvida.

A dedução da fórmula da *potência de entrada* ( $p_i$ ) é simples:

$$p_i = \frac{v_i^2}{Z_i} \Rightarrow \left( \frac{V_{ipp}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{Z_i} \Rightarrow \boxed{p_i = \frac{V_{ipp}^2}{8Z_i}}$$



Analogamente, a *potência na carga* do amplificador ( $p_L$ ) é dada por:

$$p_L = \frac{V_{Lpp}^2}{8 Z_L}$$

Finalmente, o *ganho de potência* do amplificador ( $A_p$ ) pode ser calculado por:

$$A_p = \frac{p_L}{p_i}$$

### 7.1.3. Ganhos em Decibel

Os ganhos de tensão e de potência são comumente dados em *decibel* (dB), isto é, em décimos de Bel, que é a unidade de medida do logaritmo da relação entre duas grandezas iguais. Matematicamente:

$$A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_v \quad \text{e} \quad A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log A_p$$

O ganho em decibel tem algumas características próprias:

- 1) O ganho unitário corresponde a 0dB, o ganho maior que um (amplificação) corresponde, em decibel, a um valor positivo e o ganho menor que um (atenuação) corresponde, em decibel, a um valor negativo.
- 2) Ganhos muito elevados são representados por valores bem menores em decibel.

#### Exemplo

$$A_p = 200000 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log 200000 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 53\text{dB}$$

- 3) Quando um ganho de potência dobra ou cai pela metade, em decibel corresponde, respectivamente, a somar ou subtrair 3dB.

#### Exemplos

$$A_p = 400000 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 56\text{dB} \text{ (o ganho é o dobro de } 200000 \equiv 53\text{dB)}$$

$$A_p = 100000 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 50\text{dB} \text{ (o ganho é a metade de } 200000 \equiv 53\text{dB)}$$

O valor 3dB é muito importante em áudio, pois o ouvido humano, que tem característica logarítmica, só percebe variação de volume quando a potência do sinal de áudio dobra (+3dB) ou cai pela metade (-3dB).



- 4) Quando um ganho de potência dobra ou cai pela metade, o ganho de tensão é respectivamente multiplicado ou dividido por  $\sqrt{2}$ , o que, em decibel, corresponde também, respectivamente, a somar ou subtrair 3dB.

A comprovação dessa afirmação pode ser obtida a partir da análise da tensão e da potência em uma resistência R genérica.

I - Se a potência dobra, isto é, se  $p_2 = 2.p_1$  :

Então:

$$A_p = \frac{p_2}{p_1} = 2 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10.\log A_p \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10.\log 2 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = +3\text{dB}$$

Assim:

$$\frac{v_2^2}{R} = 2.\frac{v_1^2}{R} \Rightarrow v_2^2 = 2.v_1^2 \Rightarrow \frac{v_2^2}{v_1^2} = 2 \Rightarrow \frac{v_2}{v_1} = \sqrt{2} \Rightarrow A_v = \sqrt{2}$$

Em decibel:

$$A_v(\text{dB}) = 20.\log A_v \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 20.\log \sqrt{2} \Rightarrow A_v(\text{dB}) = +3\text{dB}$$

II - Se a potência cai pela metade, isto é, se  $p_2 = p_1 / 2$  :

Então:

$$A_p = \frac{p_2}{p_1} = \frac{1}{2} \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10.\log A_p \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10.\log \frac{1}{2} \Rightarrow A_p(\text{dB}) = -3\text{dB}$$

Assim:

$$\frac{v_2^2}{R} = \frac{v_1^2}{2.R} \Rightarrow v_2^2 = \frac{v_1^2}{2} \Rightarrow \frac{v_2^2}{v_1^2} = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow A_v = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Em decibel:

$$A_v(\text{dB}) = 20.\log A_v \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 20.\log \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow A_v(\text{dB}) = -3\text{dB}$$

- 5) O produto entre ganhos, em decibel corresponde à soma entre eles.

### Exemplos

$$A_{v1} = 100 \Rightarrow A_{v1}(\text{dB}) = 20.\log 100 \Rightarrow A_{v1}(\text{dB}) = 40\text{dB} \quad e$$

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

$$A_v = A_{v1} . A_{v2} = 100 . 200 = 20000 \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 20.\log 20000 \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 86\text{dB} \quad \text{ou}$$

$$A_v(\text{dB}) = A_{v1}(\text{dB}) + A_{v2}(\text{dB}) = 40 + 46 = 86\text{dB}$$



## Exercícios Resolvidos

- 1) Considere um sistema de áudio composto de um pré-amplificador, um microfone e um alto-falante com as especificações seguintes e ligados conforme o esquema:

|               |                                  |
|---------------|----------------------------------|
| Amplificador: | $Z_i = 5\text{k}\Omega$          |
|               | $Z_o = 2\text{k}\Omega$          |
|               | $A_{vo} = 100$                   |
| Microfone:    | $Z_g = 600\Omega$                |
|               | $v_g = 1\text{mV}_{pp}$ (aberto) |
| Alto-falante: | $Z_L = 8\Omega$                  |

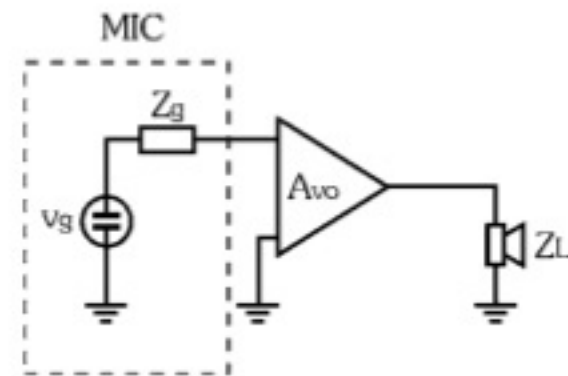


Figura 7.4 - Pré-amplificador com microfone e alto-falante.

- a) Represente esse sistema substituindo o pré-amplificador por seu modelo.

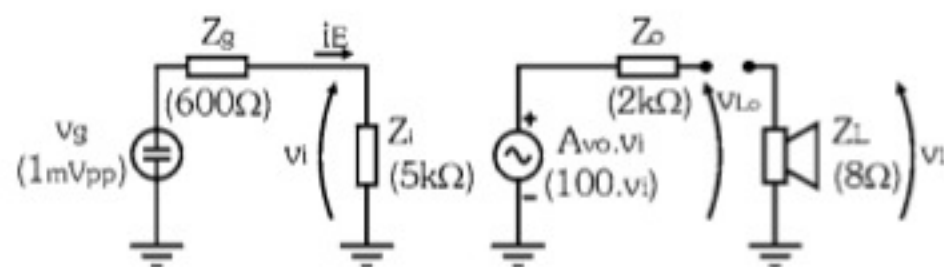


Figura 7.5 - Representação do sistema de áudio por seu modelo.

- b) Determine a tensão  $V_{ipp}$  e a potência  $p_i$  presentes na entrada do amplificador.

$$V_{ipp} = \frac{Z_i}{Z_g + Z_i} \cdot V_{gpp} \Rightarrow V_{ipp} = \frac{5000}{600 + 5000} \cdot 1 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_{ipp} = 0,89\text{mV}$$

$$p_i = \frac{V_{ipp}^2}{8 \cdot Z_i} \Rightarrow p_i = \frac{(0,89 \cdot 10^{-3})^2}{8 \cdot 5000} \Rightarrow p_i = 20 \cdot 10^{-12} \text{W} \Rightarrow p_i = 20\text{pW}$$

- c) Determine a tensão  $V_{Lopp}$  na saída do amplificador sem o alto-falante.

$$V_{Lopp} = A_{vo} \cdot V_{ipp} \Rightarrow V_{Lopp} = 100 \cdot 0,89 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_{Lopp} = 89\text{mV}$$

- d) Determine a tensão  $V_{Lpp}$  e a potência  $p_L$  que o amplificador fornece ao alto-falante.

$$V_{Lpp} = \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} \cdot V_{Lopp} \Rightarrow V_{Lpp} = \frac{8}{2000 + 8} \cdot 89 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_{Lpp} = 0,35\text{mV}$$

$$p_L = \frac{V_{Lpp}^2}{8 \cdot Z_L} \Rightarrow p_L = \frac{(0,35 \cdot 10^{-3})^2}{8 \cdot 8} \Rightarrow p_L = 1,9 \cdot 10^{-9} \text{W} \Rightarrow p_L = 1,9\text{nW}$$



- e) Determine os ganhos de tensão  $A_v$  e de potência  $A_p$  do amplificador com o alto-falante.

$$A_v = \frac{V_{Lpp}}{V_{ipp}} \Rightarrow A_v = \frac{0,35 \cdot 10^{-3}}{0,89 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow A_v = 0,39 \text{ ou}$$

$$A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_v \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log 0,39 \Rightarrow A_v(\text{dB}) = -8,2\text{dB}$$

$$A_p = \frac{p_L}{p_i} \Rightarrow A_p = \frac{1,9 \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^{-12}} \Rightarrow A_p = 95 \text{ ou}$$

$$A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log A_p \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log 95 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 20\text{dB}$$

### Comentários

Como vimos, o pré-amplificador tem uma impedância de entrada adequada ao microfone, pois de 1mV que ele produz, 0,89mV é efetivamente amplificado. No entanto, a impedância de saída do pré-amplificador é completamente incompatível com a impedância do alto-falante, pois sem o alto-falante a tensão de saída é de 89mV, mas com o alto-falante ela cai para 0,35mV, ficando menor do que a tensão de entrada. Em relação à tensão, o sistema comportou-se como um atenuador, pois  $A_v = 0,39$  ou  $A_v(\text{dB}) = -8,2\text{dB}$ . Já, em relação à potência, o sistema comportou-se como amplificador, embora seu ganho de potência não tenha sido elevado, pois  $A_p = 95$  ou  $A_p(\text{dB}) = 20\text{dB}$ .

- 2) Considere o amplificador de potência de áudio com as especificações seguintes:

$$Z_i = 8\text{k}\Omega; \quad Z_o = 8\Omega; \quad A_{vo} = 200$$

- a) Acrescente ao sistema do exercício anterior o amplificador de potência entre o pré-amplificador e o alto-falante e represente essa conexão em cascata pelos modelos dos amplificadores envolvidos.

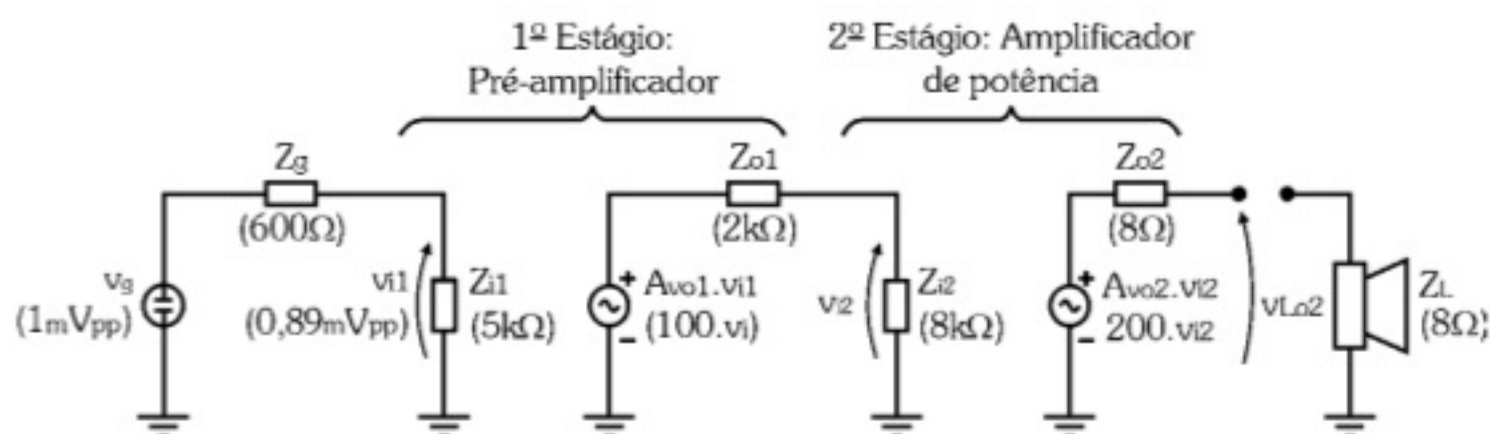


Figura 7.6 - Representação dos amplificadores em cascata por seus modelos.



- b) Determine a tensão  $V_{i2pp}$  e a potência  $p_{i2}$  presentes na entrada do amplificador de potência.

$$V_{i2pp} = \frac{Z_{i2}}{Z_{o1} + Z_{i2}} \cdot V_{Lo1pp} \Rightarrow V_{i2pp} = \frac{8000}{2000 + 8000} \cdot 89 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_{i2pp} = 71 \text{ mV}$$

$$p_{i2} = \frac{V_{i2pp}^2}{8 \cdot Z_{i2}} \Rightarrow p_{i2} = \frac{(71 \cdot 10^{-3})^2}{8 \cdot 8000} \Rightarrow p_{i2} = 78,8 \cdot 10^{-9} \text{ W} \Rightarrow p_{i2} = 78,8 \text{ nW}$$

- c) Determine os novos ganhos de tensão  $A_{v1}$  e de potência  $A_{p1}$  do pré-amplificador conectado ao amplificador de potência.

$$A_{v1} = \frac{V_{i2pp}}{V_{i1pp}} \Rightarrow A_{v1} = \frac{71 \cdot 10^{-3}}{0,89 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow A_{v1} = 80 \text{ ou}$$

$$A_{v1}(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_{v1} \Rightarrow A_{v1}(\text{dB}) = 20 \cdot \log 80 \Rightarrow A_{v1}(\text{dB}) = 38 \text{ dB}$$

$$A_{p1} = \frac{p_{i2}}{p_{i1}} \Rightarrow A_{p1} = \frac{79 \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^{-12}} \Rightarrow A_{p1} = 3950 \text{ ou}$$

$$A_{p1}(\text{dB}) = 10 \cdot \log A_{p1} \Rightarrow A_{p1}(\text{dB}) = 10 \cdot \log 3950 \Rightarrow A_{p1}(\text{dB}) = 36 \text{ dB}$$

- d) Indique a tensão  $V_{Lo2pp}$  na saída do amplificador de potência sem o alto-falante.

$$V_{Lo2pp} = A_{vo2} \cdot V_{i2pp} \Rightarrow V_{Lo2pp} = 200 \cdot 71 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_{Lo2pp} = 14,2 \text{ V}$$

- e) Determine a tensão  $V_{Lpp}$  e a potência  $p_L$  que o amplificador de potência fornece ao alto-falante.

$$V_{Lpp} = \frac{Z_L}{Z_{o2} + Z_L} \cdot V_{Lo2pp} \Rightarrow V_{Lpp} = \frac{8}{8 + 8} \cdot 14,2 \Rightarrow V_{Lpp} = 7,1 \text{ V}$$

$$p_L = \frac{V_{Lpp}^2}{8 \cdot Z_L} \Rightarrow p_L = \frac{7,1^2}{8 \cdot 8} \Rightarrow p_L = 0,79 \text{ W}$$



- f) Determine os ganhos de tensão  $A_{v2}$  e de potência  $A_{p2}$  apenas do amplificador de potência com o alto-falante.

$$A_{v2} = \frac{V_{Lpp}}{V_{i2pp}} \Rightarrow A_{v2} = \frac{7,1}{71 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow A_{v2} = 100 \text{ ou}$$

$$A_{v2}(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_{v2} \Rightarrow A_{v2}(\text{dB}) = 20 \cdot \log 100 \Rightarrow A_{v2}(\text{dB}) = 40\text{dB}$$

$$A_{p2} = \frac{p_L}{p_{i2}} \Rightarrow A_{p2} = \frac{0,79}{78,8 \cdot 10^{-9}} \Rightarrow A_{p2} = 10025381 \text{ ou}$$

$$A_{p2}(\text{dB}) = 10 \cdot \log A_{p2} \Rightarrow A_{p2}(\text{dB}) = 10 \cdot \log 10025381 \Rightarrow A_{p2}(\text{dB}) = 70\text{dB}$$

- g) Encontre o ganho total de tensão  $A_v$  do sistema de áudio completo.

$$A_v = \frac{V_{Lpp}}{V_{i1pp}} \Rightarrow \frac{7,1}{0,89 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow A_v = 7978 \text{ ou}$$

$$A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_v \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log 7978 \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 78\text{dB ou}$$

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} \Rightarrow A_v = 80 \cdot 100 \Rightarrow A_v = 8000 \text{ ou}$$

$$A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_v \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log 8000 \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 78\text{dB ou}$$

$$A_v(\text{dB}) = A_{v1}(\text{dB}) + A_{v2}(\text{dB}) \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 38 + 40 \Rightarrow A_v(\text{dB}) = 78\text{dB}$$

- h) Calcule o ganho total de potência  $A_p$  do sistema de áudio completo.

$$A_p = \frac{p_L}{p_{i1}} \Rightarrow A_p = \frac{0,79}{29 \cdot 10^{-12}} \Rightarrow A_p = 39,5 \cdot 10^9 \text{ ou}$$

$$A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log A_p \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log 39,5 \cdot 10^9 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 106\text{dB ou}$$

$$A_p = A_{p1} \cdot A_{p2} \Rightarrow A_p = 3950 \cdot 10025381 \Rightarrow A_p = 39,6 \cdot 10^9 \text{ ou}$$

$$A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log A_p \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log 39,6 \cdot 10^9 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 106\text{dB ou}$$

$$A_p(\text{dB}) = A_{p1}(\text{dB}) + A_{p2}(\text{dB}) \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 36 + 70 \Rightarrow A_p(\text{dB}) = 106\text{dB}$$



A Figura 7.7 mostra o resultado final da análise do sistema de áudio.

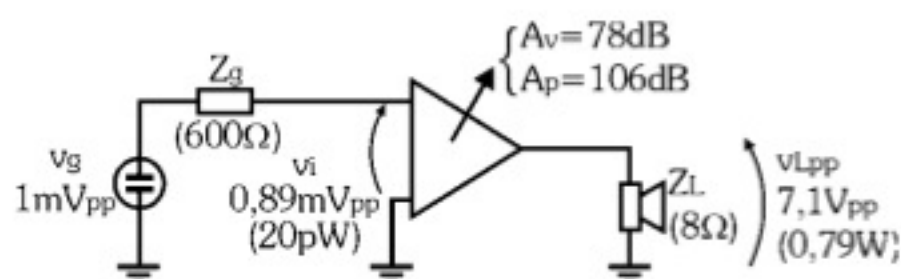


Figura 7.7 - Sinais do sistema de áudio analisado.

### Comentários

Nessa nova configuração houve casamento de impedância entre gerador e pré-amplificador, entre pré-amplificador e amplificador de potência e entre amplificador de potência e carga. Assim, a tensão de saída do pré-amplificador transferida para a entrada do amplificador de potência foi de 71mV, garantido um ganho de tensão  $A_{v1} = 80$  ou  $A_{v1}(\text{dB}) = 38\text{dB}$ , que é bem maior do que no sistema anterior. Essa boa performance repetiu-se no estágio de saída, com  $A_{v2} = 100$  ou  $A_{v2}(\text{dB}) = 40\text{dB}$ , transferindo para a carga uma tensão de 7,1V. Com isso, o sistema passou a ter um ganho de tensão total  $A_v = 7978$  ou  $A_v(\text{dB}) = 78\text{dB}$  e um ganho de potência total  $A_p = 39,6 \cdot 10^9$  ou  $A_p(\text{dB}) = 106\text{dB}$ .

## 7.2. Medida dos Parâmetros e Especificações de um Amplificador

No tópico anterior, apresentamos os três principais parâmetros de um amplificador genérico ( $Z_i$ ,  $A_{vo}$  e  $Z_o$ ). Há, entretanto, algumas especificações relevantes e necessárias para que possamos compreender e implementar corretamente sistemas com amplificadores, sobretudo os de áudio.

Neste tópico, apresentamos alguns *procedimentos práticos* bem simples que permitem obter tanto os três parâmetros básicos como as outras especificações.

### 7.2.1. Sistema de Áudio I

A Figura 7.8 mostra o sistema de áudio I a ser implementado em laboratório para as medidas iniciais.



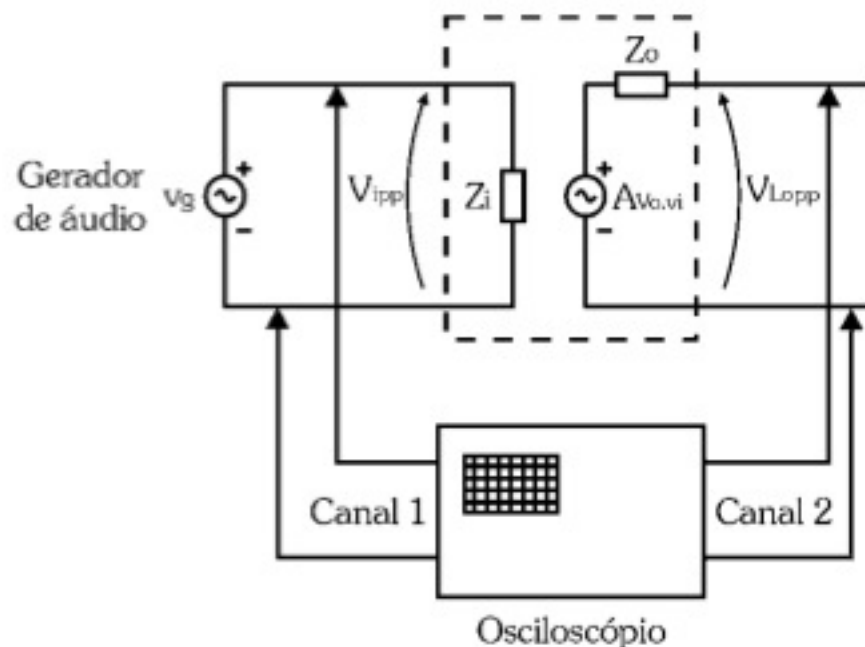


Figura 7.8 - Sistema de áudio I.

- 1) Ajuste o gerador de áudio com um sinal senoidal de 1kHz e amplitude nula.
- 2) Aumente a amplitude do gerador de modo a obter na saída (canal 2 do osciloscópio) um sinal amplificado sem distorção.
- 3) Meça a amplitude de pico a pico dos sinais de entrada ( $V_{ipp}$ ) e de saída ( $V_{Lopp}$ ).
- 4) Determine:
  - Ganho de tensão sem carga:

$$A_{vo} = \frac{V_{Lopp}}{V_{ipp}}$$

### 7.2.2. Sistema de Áudio II

A Figura 7.9 apresenta o sistema de áudio II que inclui uma década resistiva na saída do amplificador.

A década resistiva permite medidas com maior precisão. Se ela não estiver disponível, é possível substituí-la por um potenciômetro multivoltas ou, em último caso, por um potenciômetro normal.

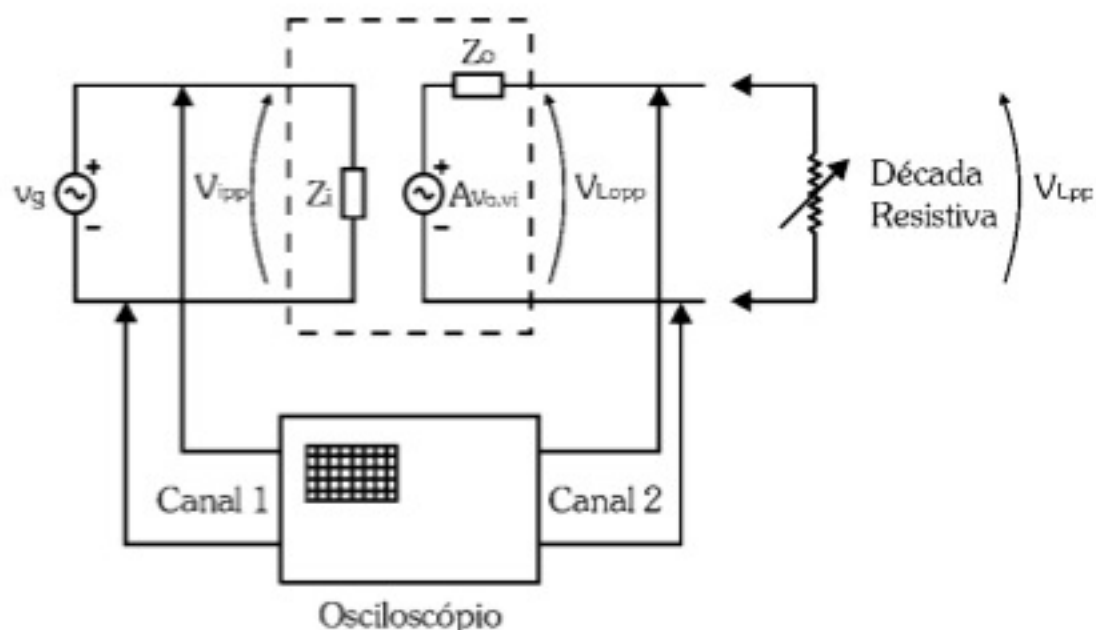


Figura 7.9 - Sistema de áudio II.



- 1) Sem conectar a década resistiva na saída do amplificador, ajuste o gerador de áudio com um sinal senoidal de 1kHz e amplitude nula.
- 2) Aumente a amplitude do gerador de modo a obter na saída (canal 2 do osciloscópio) um sinal amplificado sem distorção.
- 3) Meça a amplitude de pico a pico do sinal de saída sem carga ( $V_{Lopp}$ ).
- 4) Conecte a década resistiva na saída do amplificador e ajuste o seu valor até que a tensão de saída ( $V_{Lpp}$ ) seja a metade de  $V_{Lopp}$ .
- 5) Determine:
  - Impedância de saída:

$$Z_o = \text{valor ajustado na década resistiva}$$

**Observação:** Caso tenha utilizado um potenciômetro no lugar da década resistiva, desconecte-o do sistema e meça com um ohmímetro o valor ajustado correspondente à impedância de saída do amplificador.

### 7.2.3. Sistema de Áudio III

A Figura 7.10 mostra o sistema de áudio III no qual a década resistiva é substituída por uma resistência no valor da carga desejada ( $R_L$ ). É importante que essa resistência seja de potência compatível com a estimada para o amplificador.

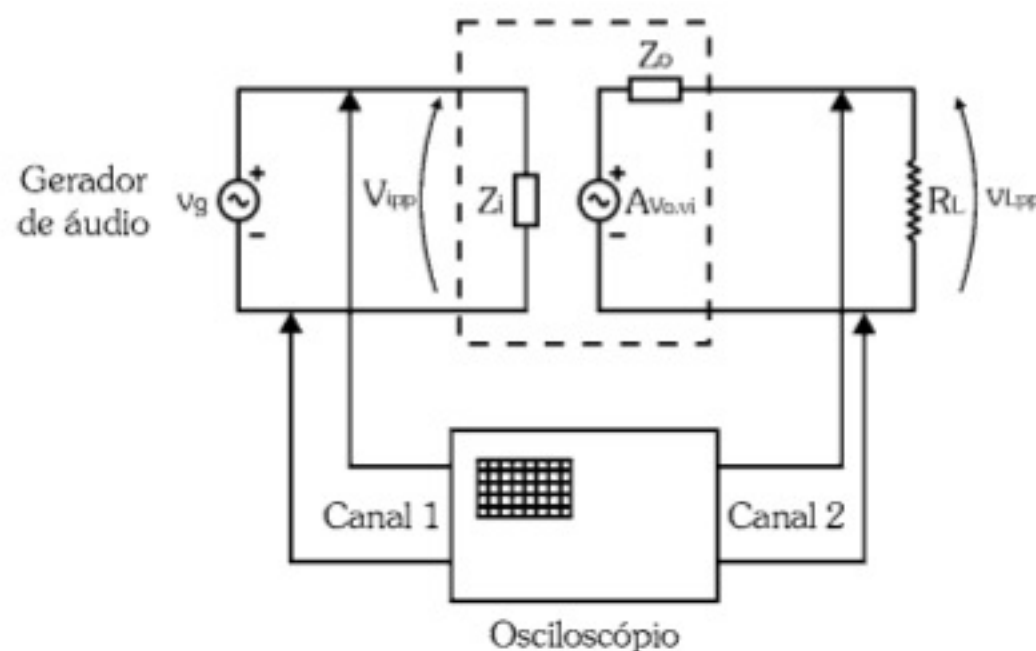


Figura 7.10 - Sistema de áudio III.

- 1) Ajuste o gerador de áudio com um sinal senoidal de 1kHz e amplitude nula.
- 2) Aumente a amplitude do gerador até que apareça na carga (canal 2 do osciloscópio) o sinal senoidal amplificado de valor mínimo.



3) Meça, com o canal 1 do osciloscópio, a amplitude mínima de pico a pico do sinal de entrada ( $V_{ippmín}$ ).

4) Determine:

- Sensibilidade do amplificador, respectivamente, em  $V_{pp}$  e em  $V_{rms}$ :

$$V_{ippmín} \text{ (valor medido)} \quad \text{e} \quad V_{imín} = \frac{V_{ippmín}}{2\sqrt{2}}$$

5) Continue aumentando a amplitude do gerador até que apareça na saída (canal 2 do osciloscópio) o sinal senoidal amplificado de valor máximo sem distorção.

6) Meça, com o canal 1 do osciloscópio, a amplitude máxima de pico a pico do sinal de entrada ( $V_{ippmáx}$ ) e pelo canal 2 do osciloscópio a amplitude máxima de pico a pico do sinal de saída ( $V_{Lppmáx}$ ).

7) Determine:

- Tensão máxima de entrada, respectivamente, em  $V_{pp}$  e em  $V_{rms}$ :

$$V_{ippmáx} \text{ (valor medido)} \quad \text{e} \quad V_{imáx} = \frac{V_{ippmáx}}{2\sqrt{2}}$$

- Tensão máxima de saída, respectivamente, em  $V_{pp}$  e em  $V_{rms}$ :

$$V_{Lppmáx} \text{ (valor medido)} \quad \text{e} \quad V_{Lmáx} = \frac{V_{Lppmáx}}{2\sqrt{2}}$$

- Ganho de tensão:

$$A_v = \frac{V_{Lppmáx}}{V_{ippmáx}}$$

- Potência máxima na carga, em  $W$ :

$$p_{Lmáx} = \frac{V_{Lppmáx}^2}{8R_L}$$

8) Ajuste o gerador de áudio com um sinal senoidal de 1kHz e uma amplitude  $V_{ipp}$  predeterminada entre  $V_{ippmín}$  e  $V_{ippmáx}$ .

9) Meça, com o canal 2 do osciloscópio, a amplitude correspondente de saída  $V_{Lpp}$ .



- 10) Reduza a frequência do gerador abaixo de 1kHz, mantendo a sua amplitude sempre no valor  $V_{ipp}$  ajustado no item 8, até que a amplitude da saída caia para  $V'_{Lpp} = V_{Lpp} / \sqrt{2}$ .

Determine:

- Frequência de corte inferior:

$$f_i = \text{frequência em que } V'_{Lpp} = \frac{V_{Lpp}}{\sqrt{2}}$$

- 11) Aumente a frequência do gerador acima de 1kHz, mantendo a sua amplitude sempre no valor  $V_{ipp}$  ajustado no item 8, até que a amplitude da saída caia para  $V''_{Lpp} = V_{Lpp} / \sqrt{2}$ .

Determine:

- Frequência de corte superior:

$$f_s = \text{frequência em que } V''_{Lpp} = \frac{V_{Lpp}}{\sqrt{2}}$$

- Largura de banda:

$$LB = f_s - f_i$$

A largura da banda é a faixa de frequências em que o ganho do amplificador é aproximadamente constante.

Quando a amplitude de saída cai para  $V_{Lpp} / \sqrt{2}$ , corresponde à queda de 3dB no ganho  $A_v$ , caracterizando as frequências de corte inferior e superior.

A Figura 7.11 ilustra o esboço da curva de resposta em frequência de um amplificador em duas versões.

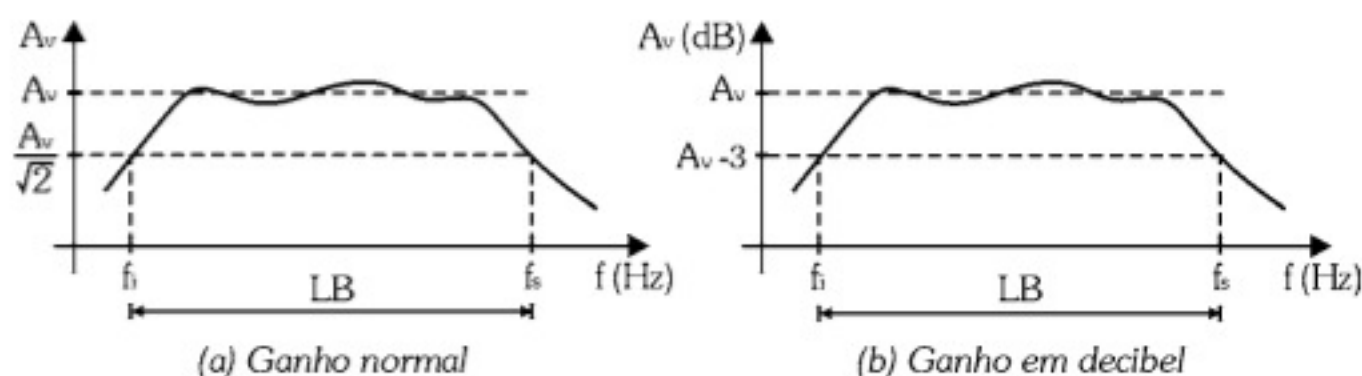


Figura 7.11 - Curva de resposta em frequência.



## 7.2.4. Sistema de Áudio IV

A Figura 7.12 exibe o sistema de áudio IV que inclui uma década resistiva na entrada do amplificador em série com o gerador. O canal 1 do osciloscópio encontra-se conectado no gerador, enquanto o canal 2 deve ser conectado na entrada do amplificador.

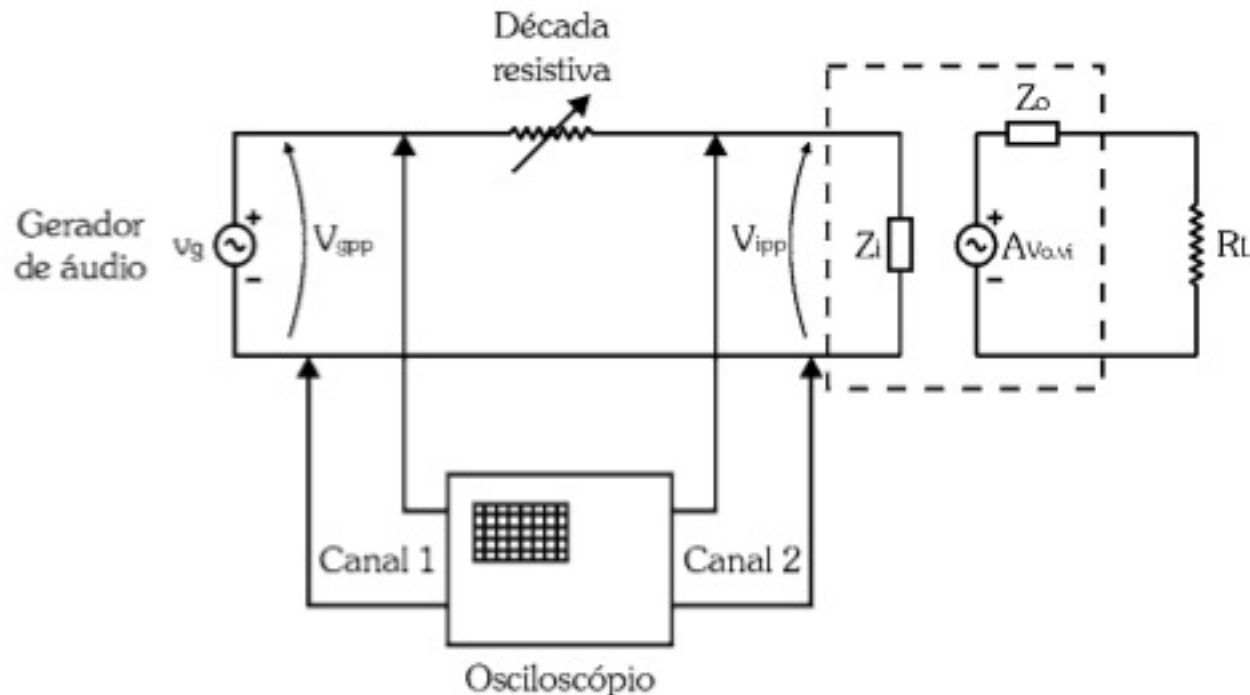


Figura 7.12 - Sistema de áudio IV.

A década resistiva permite medidas com maior precisão, no entanto, se ela não estiver disponível, é possível substituí-la por um potenciômetro multivolts ou, em último caso, por um potenciômetro normal.

- 1) Com a década resistiva no valor mínimo, ajuste o gerador de áudio com um sinal senoidal de 1kHz e amplitude  $V_{gpp}$  entre os valores mínimo e máximo admitidos na entrada do amplificador, respectivamente,  $V_{ippmín}$  e  $V_{ippmáx}$ .
- 2) Aumente o valor da resistência da década até que a tensão na entrada do amplificador  $V_{ipp}$  (canal 2 do osciloscópio) seja a metade de  $V_{gpp}$  (canal 1 do osciloscópio).
- 3) Determine:
  - Impedância de entrada:

$$Z_i = \text{valor ajustado na década resistiva}$$

**Observação:** Caso tenha utilizado um potenciômetro no lugar da década resistiva, desconecte-o do sistema e meça com um ohmímetro o valor ajustado correspondente à impedância de saída do amplificador.



- Ganho de potência:

$$A_p = \frac{p_{Lm\acute{a}x}}{p_{im\acute{a}x}} \quad \text{ou} \quad A_p \text{ (dB)} = 10 \cdot \log A_p$$

$$\text{em que } p_{Lm\acute{a}x} = \frac{V_{Lppm\acute{a}x}^2}{8 \cdot Z_L} \quad \text{e} \quad p_{im\acute{a}x} = \frac{V_{ippm\acute{a}x}^2}{8 \cdot Z_i} \quad (\text{veja o subt\acute{o}pico 7.2.3})$$

## 7.3. Amplificadores a Transistor Bipolar

O *transistor bipolar* pode atuar como amplificador de várias formas diferentes em função do tipo de sinal a ser amplificado e do modo de polarização.

Quanto ao tipo de sinal, há o *amplificador de pequenos sinais* que, como o nome informa, é adequado apenas a receber na entrada sinal AC com amplitude muito pequena, sendo a sua função amplificá-lo para que ele possa excitar uma carga ou um outro amplificador de potência maior. Nesse último caso, o amplificador de pequenos sinais é também denominado *pré-amplificador*, conforme a Figura 7.13.



Figura 7.13 - Amplificador de áudio de duas etapas.

Há também o *amplificador de potência*, cuja função é amplificar o sinal proveniente do pré-amplificador de forma conveniente para que ele adquira potência suficiente para excitar uma carga específica, como é o caso do alto-falante.

Quanto ao modo de polarização, o amplificador pode ser dividido em classe A, B e AB, cujas características serão apresentadas no decorrer deste capítulo.

Os amplificadores estudados na sequência deste capítulo são apenas alguns entre centenas de circuitos existentes e foram escolhidos apenas para que possamos apresentar as suas principais características, bem como a ordem de grandeza de seus parâmetros básicos.

### 7.3.1. Amplificador de Pequenos Sinais

Em geral, um *amplificador de pequenos sinais* é do tipo *classe A*, ou seja, o transistor é polarizado no centro da reta de carga e conduz durante todo o ciclo do sinal de entrada.

A Figura 7.14 mostra que, quando o ponto quiescente Q do transistor encontra-se no centro da reta de carga, o sinal da base é amplificado integralmente, o que não



ocorreria caso o ponto Q estivesse posicionado próximo ao corte ( $Q'$ ) ou à saturação ( $Q''$ ). Nesses dois últimos casos, o sinal amplificado seria distorcido.

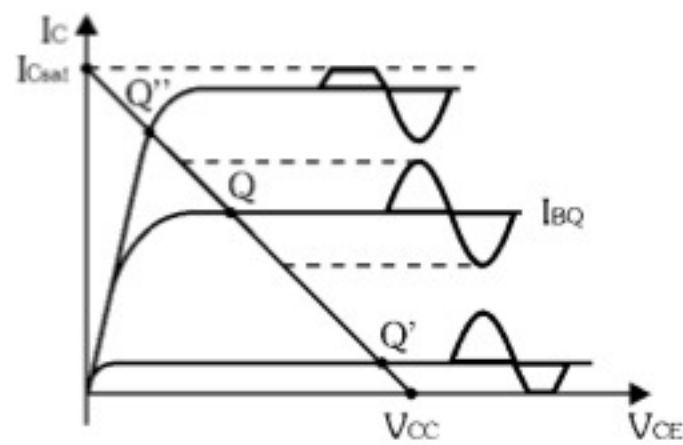


Figura 7.14 - Tipos de polarização do transistor.

Quando o transistor é polarizado no corte, o amplificador é denominado *classe B* e um pouco acima do corte, como em  $Q'$ , ele é denominado *classe AB*.

### Análise dos Sinais DC e AC no Amplificador de Pequenos Sinais

Um exemplo de amplificador de pequenos sinais está na Figura 7.15.

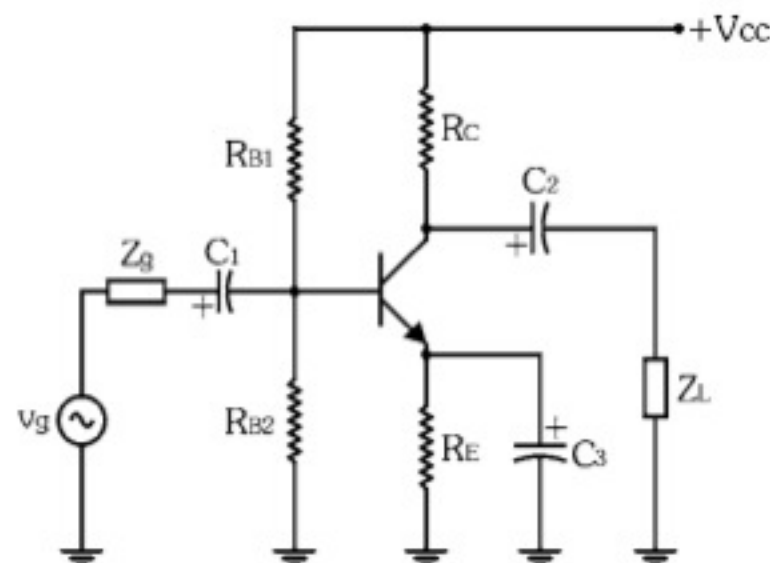


Figura 7.15 - Amplificador de pequenos sinais.

Trata-se de um transistor classe A polarizado na configuração emissor comum com um divisor de tensão na base, o que garante uma boa estabilidade térmica ao circuito.

A Figura 7.16 exhibe os sinais no amplificador emissor comum classe A, em que um gerador formado por  $v_g$  e  $Z_g$  fornece um sinal AC ao transistor, sendo o acoplamento feito pelo capacitor  $C_1$  que, nessa frequência, comporta-se como um curto-circuito, isto é, sua reatância é muito baixa. Ainda, caso haja algum nível DC no sinal do gerador, ele é bloqueado por  $C_1$ , evitando que o ponto quiescente do transistor seja alterado.



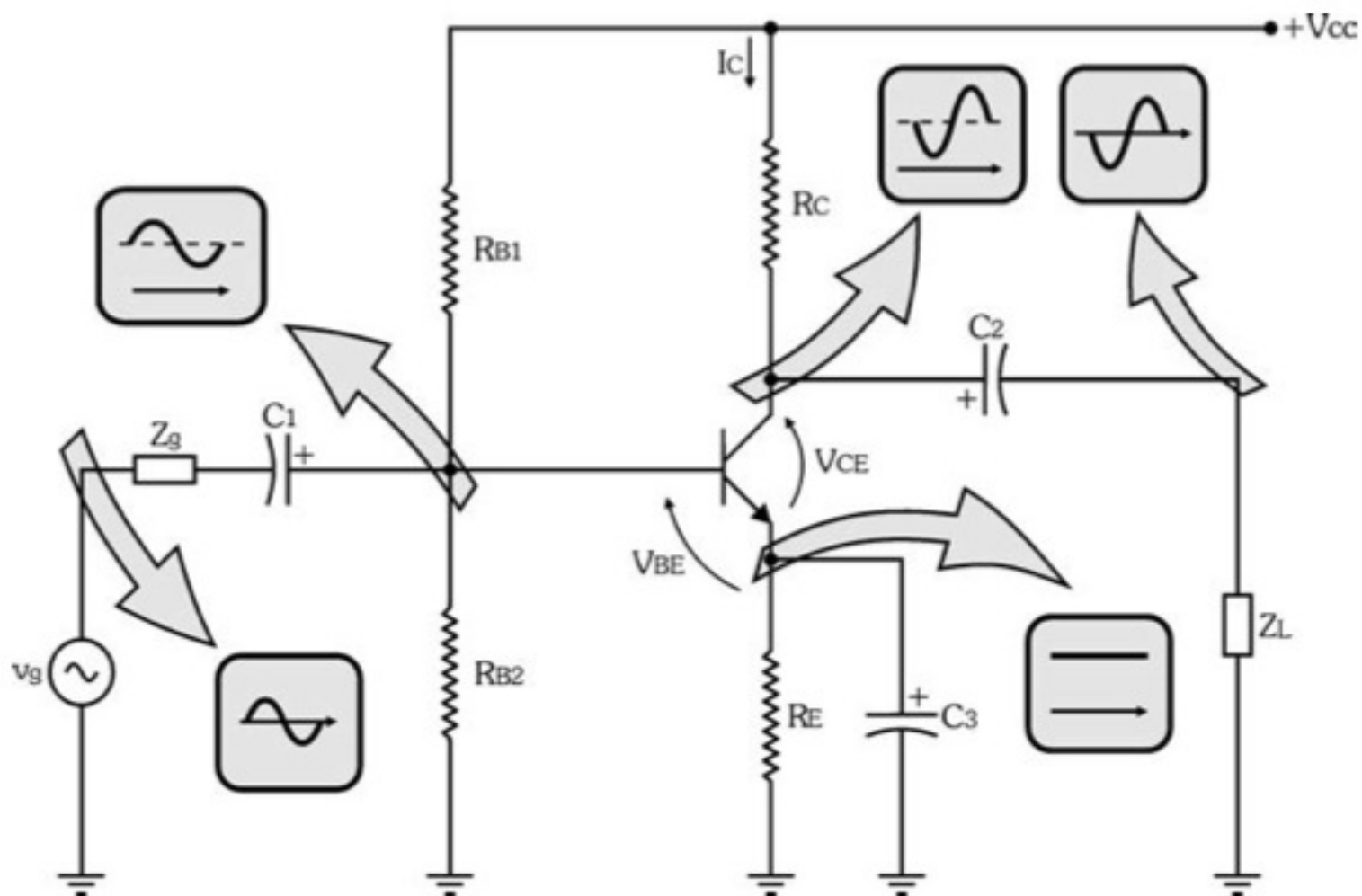


Figura 7.16 - Sinais no amplificador de pequenos sinais classe A.

Na base do transistor, o sinal AC é acrescido do nível DC de polarização. Na saída, o sinal AC amplificado está presente no coletor em que o capacitor  $C_2$  faz o seu acoplamento com a carga  $Z_L$ . Obviamente, o capacitor  $C_2$  deve se comportar como um curto-circuito para o sinal AC, ou seja, o seu valor deve ser tal que, na frequência de operação, a sua reatância seja muito baixa. No coletor, está presente também o nível DC de polarização do transistor.

Observe que na carga o nível DC de polarização foi eliminado pelo capacitor  $C_2$ .

Em paralelo com o resistor de emissor  $R_E$ , cuja função é garantir a estabilidade térmica do circuito de polarização, usa-se também um capacitor  $C_3$  para desacoplar o sinal AC do emissor, levando-o ao terra. Isso mantém a tensão  $V_{RE}$  sempre constante, como indica a Figura 7.17.

Nesse caso, o capacitor  $C_3$  também deve ser um curto-circuito para o sinal AC, ou seja, o seu valor deve ser tal que, na frequência de operação, a sua reatância seja muito baixa.

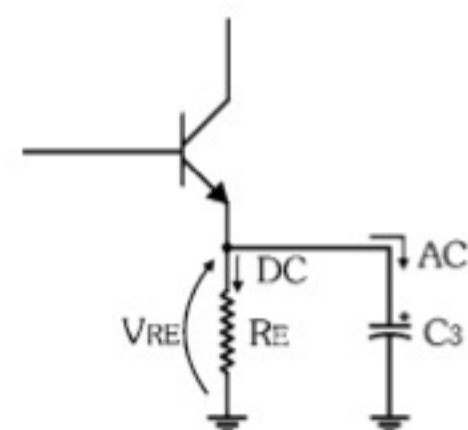


Figura 7.17 - Desacoplamento do sinal AC no emissor.

Finalmente, vemos que o sinal na carga está defasado de  $180^\circ$  em relação ao sinal do gerador, pois no transistor, quando a corrente de base está no seu semiciclo positivo, a tensão  $V_{CE}$  está no semiciclo negativo, e vice-versa, conforme a Figura 7.18.



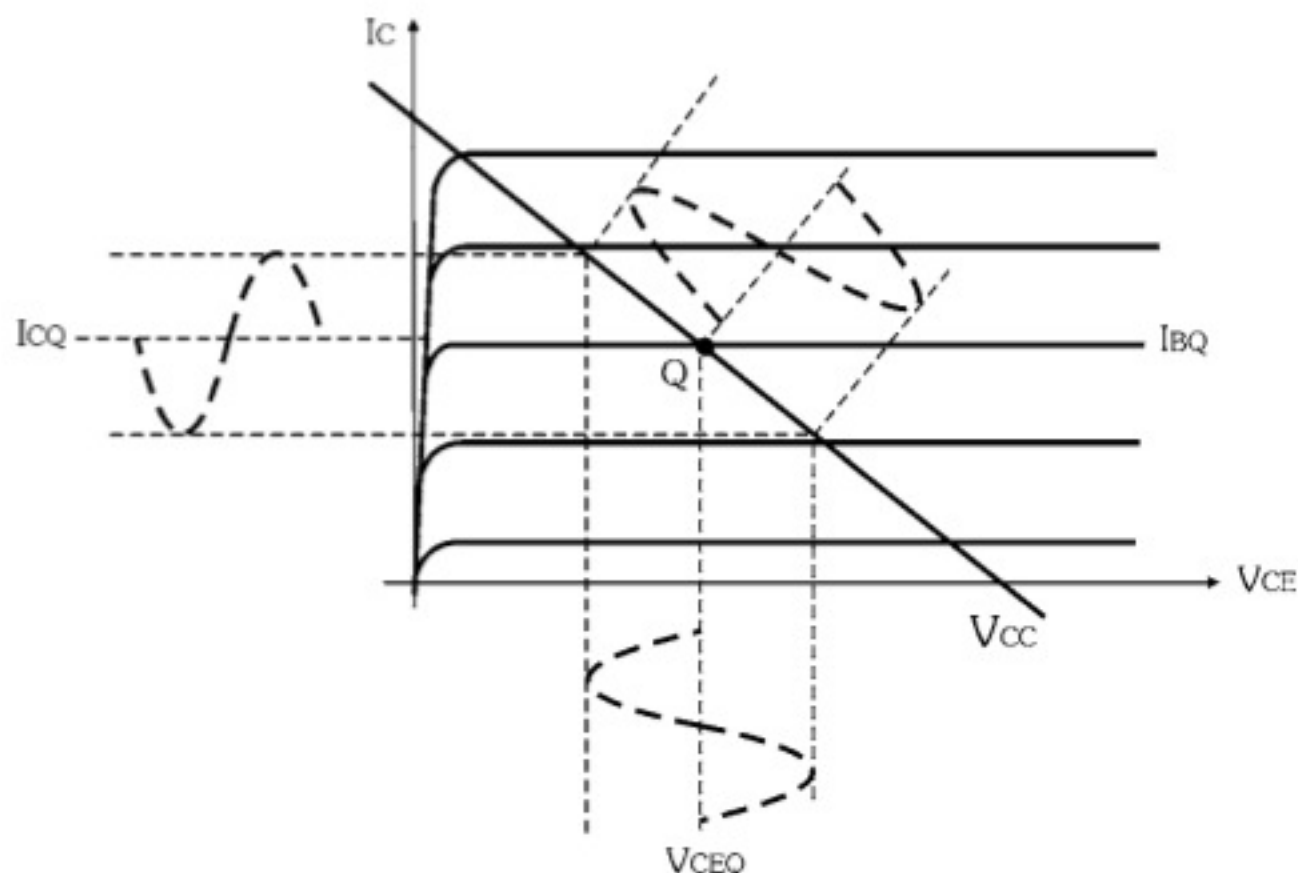


Figura 7.18 - Sinais AC no transistor.

### Parâmetros do Amplificador de Pequenos Sinais Classe A - Emissor Comum

A tabela seguinte apresenta a ordem de grandeza dos três parâmetros básicos do amplificador de pequenos sinais a transistor polarizado em classe A na configuração emissor comum:

| Parâmetro                 |          | Ordem de Grandeza                                     | Qualificação |
|---------------------------|----------|---|--------------|
| Impedância de entrada     | $Z_i$    | unidades de quilo-ohms                                | média        |
| Impedância de saída       | $Z_o$    | unidades de quilo-ohms                                | média        |
| Ganho de tensão sem carga | $A_{vo}$ | dezenas a centenas de vezes<br>(com inversão de fase) | alto         |

Além desses parâmetros, cabe ressaltar que esse amplificador tem capacidade de corrente alta se a carga tiver valor adequado, significando que ele pode ter um *ganho de potência elevado*.

Estas características viabilizam esse circuito para a função de pré-amplificador para fontes de sinal e cargas com impedâncias da ordem de unidades de quilo-ohms, mas o inviabilizam como estágio de saída quando a carga é um alto-falante, já que ele tem uma impedância muito baixa.

Como amplificador de potência esse circuito também não é viável, pois, por operar todo o tempo na região ativa, o seu rendimento é muito baixo. Da potência total que a fonte de alimentação fornece ao amplificador, apenas 25% dela é usada para a amplificação do sinal, sendo o restante (75%) consumido na manutenção do ponto quiescente do transistor no centro da reta de carga.



No caso de alimentação a pilha ou bateria, esse amplificador em estágio de saída é completamente antieconômico.

### 7.3.2. Amplificador Seguidor de Emissor

Ele recebe essa denominação porque o sinal de saída é retirado do emissor do transistor e ele basicamente segue as variações do sinal de entrada, isto é, da base. Quanto à configuração, trata-se de um *amplificador coletor comum classe A*, Figura 7.19.

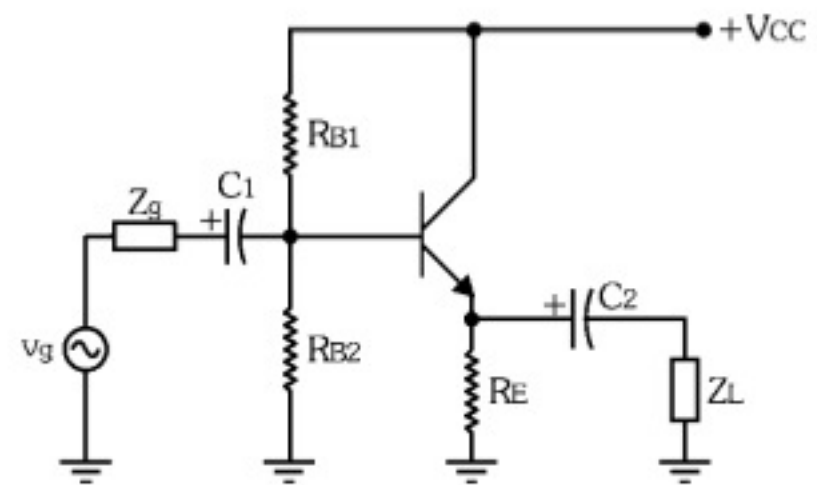


Figura 7.19 - Amplificador seguidor de emissor.

A Figura 7.20 apresenta os sinais no amplificador seguidor de emissor classe A, em que um gerador formado por  $v_g$  e  $Z_g$  fornece um sinal AC ao transistor por meio do capacitor de acoplamento  $C_1$ , evitando que qualquer nível DC no sinal do gerador altere o ponto quiescente do transistor.

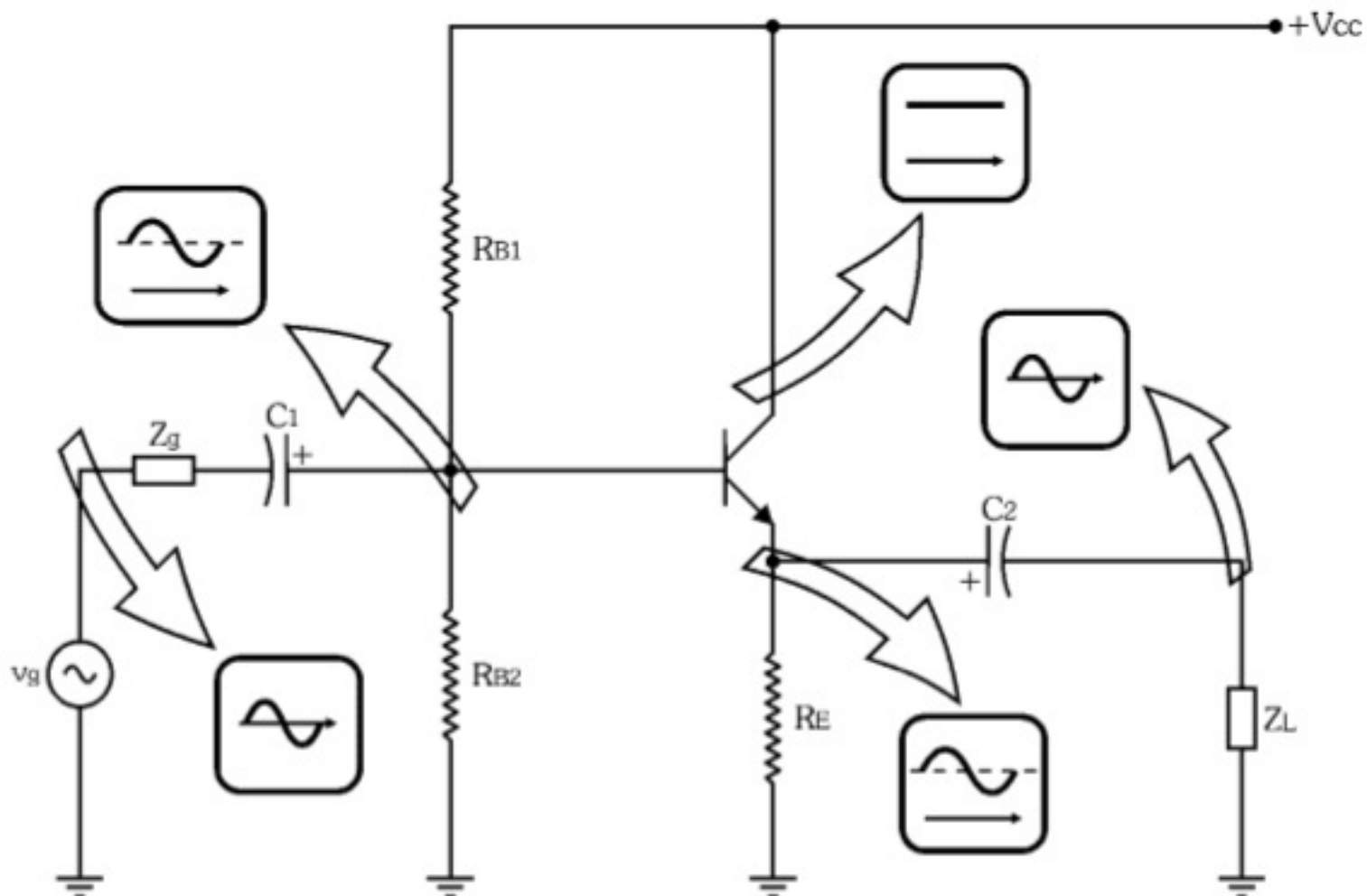


Figura 7.20 - Sinais no amplificador seguidor de emissor classe A.



Na base do transistor, o sinal AC é acrescido do nível DC de polarização. O sinal AC da base é praticamente transferido ao emissor, só que com outro nível DC, seguindo para a carga  $Z_L$  apenas a componente AC por meio do capacitor de acoplamento  $C_2$ .

No coletor, há apenas a componente DC que corresponde a  $V_{CC}$ , pois a fonte é um curto para sinal AC.

Observe que nesse amplificador não há defasagem do sinal AC na carga em relação ao sinal do gerador, pois a tensão do emissor segue a tensão da base.

### Parâmetros do Amplificador Seguidor de Emissor Classe A

A tabela seguinte apresenta a ordem de grandeza dos três parâmetros básicos do amplificador seguidor de emissor a transistor polarizado em classe A:

| Parâmetro                 |          | Ordem de Grandeza          | Qualificação |
|---------------------------|----------|----------------------------|--------------|
| Impedância de entrada     | $Z_i$    | unidades de quilo-ohms     | média a alta |
| Impedância de saída       | $Z_o$    | unidades a dezenas de ohms | baixa        |
| Ganho de tensão sem carga | $A_{vo}$ | unitário                   | baixo        |

Esse amplificador pode ter *alta capacidade de corrente* se a carga tiver valor adequado, resultando em um ganho de potência entre médio e alto.

Estas características viabilizam esse circuito para a função de estágio de saída de um amplificador de áudio, já que permite um bom casamento de impedância com o alto-falante.

A impedância de entrada entre média e alta também o viabiliza como estágio seguinte ao pré-amplificador, pois ela casa com a impedância de saída deste último.

Apesar de o ganho de potência estar entre médio e alto, o seu rendimento é muito baixo, pois o transistor opera todo o tempo na região ativa, dissipando potência para manter o seu ponto quiescente.

### 7.3.3. Amplificador *Push-Pull*

O *amplificador push-pull* é composto de dois transistores e possui uma configuração tal que permite uma melhora considerável no rendimento do circuito, além de conciliar as características de *alta impedância de entrada* e *baixa impedância de saída* do amplificador seguidor de emissor. Para isso, os dois transistores são polarizados em *classe B*, isto é, no corte.

Nesse caso, na ausência de sinal AC, a corrente de coletor é quase nula, o mesmo ocorrendo com a potência necessária para manter o seu ponto quiescente. Só que cada transistor amplifica apenas um semiciclo do sinal AC, conforme indica a Figura 7.21.



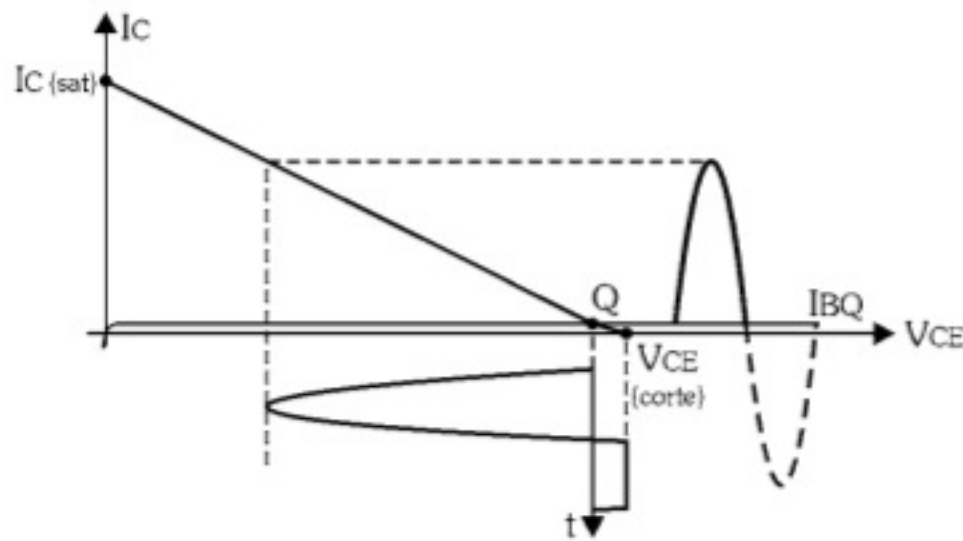


Figura 7.21 - Condução do sinal AC no amplificador seguidor de emissor classe B.

Assim, o amplificador *push-pull* opera com dois transistores complementares, um NPN e outro PNP com especificações iguais, e cada transistor conduz apenas um dos dois semiciclos, como ilustra a Figura 7.22.

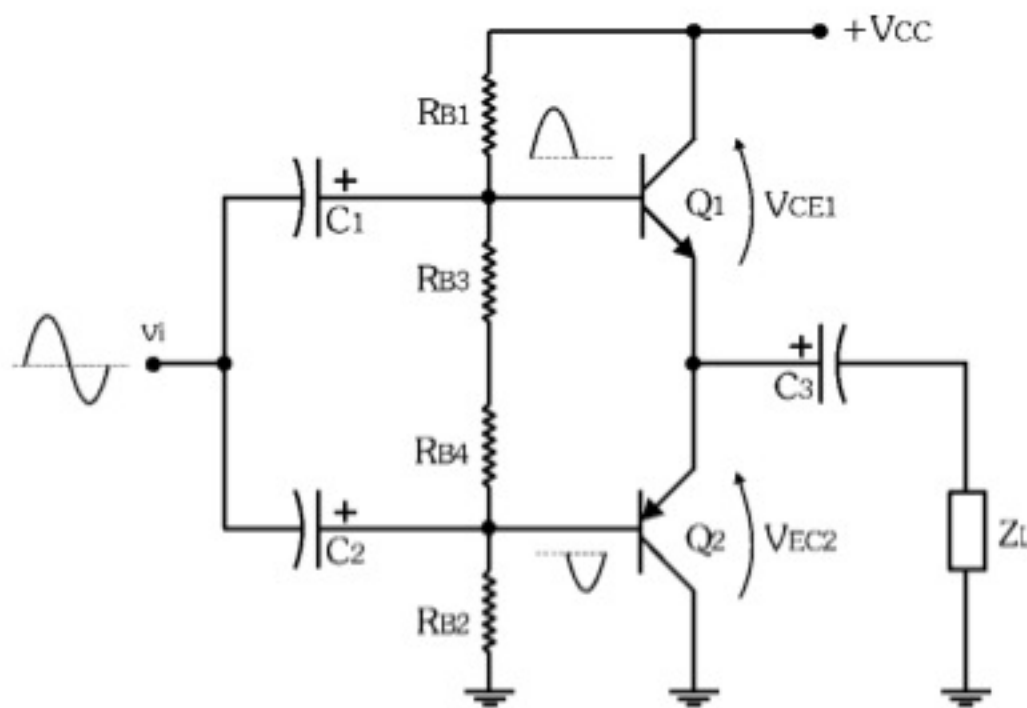


Figura 7.22 - Amplificador push-pull polarizado por resistores.

### Distorção por *Cross-Over*

Como os transistores só conduzem quando  $V_{BE} \geq 0,6V$ , se eles estiverem exatamente no ponto de corte, o sinal amplificado virá acompanhado de uma pequena distorção na passagem de um semiciclo para o outro, que é denominada *distorção por cross-over*, como a representada na Figura 7.23.

Para que isso não ocorra, os transistores devem ser polarizados um pouco acima do corte, ou seja, em *classe AB*. O ideal é que o ponto de polarização seja exatamente o valor de  $V_{BE}$  de condução, o que eliminaria a distorção por *cross-over* do sinal amplificado, Figura 7.24.



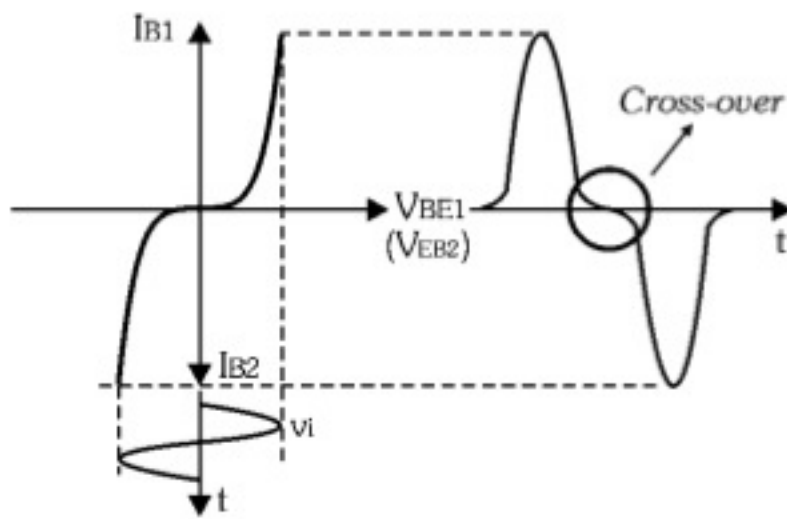


Figura 7.23 - Distorção por cross-over.

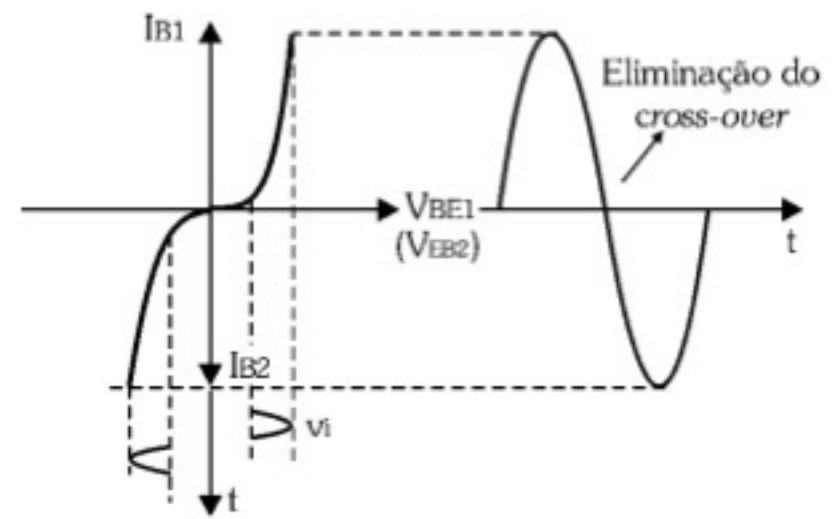


Figura 7.24 - Polarização em classe AB com eliminação da distorção por cross-over.

Assim, para melhorar o desempenho do amplificador, substituem-se os resistores de polarização  $R_{B3}$  e  $R_{B4}$  por diodos de silício, pois a tensão  $V_D$  de condução dos diodos é muito próxima de  $V_{BE}$  de condução dos transistores, ficando o circuito conforme o da Figura 7.25.

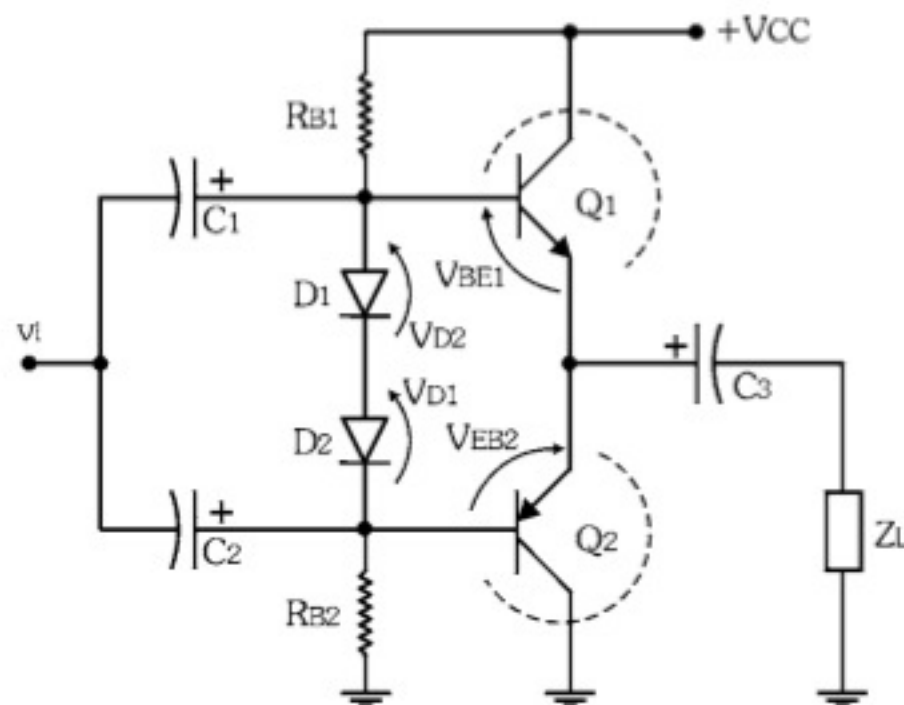


Figura 7.25 - Amplificador push-pull com polarização por diodos.

Esse tipo de polarização não permite que o rendimento desse amplificador chegue próximo de 100%, mas ainda assim, ele é bem maior do que o rendimento dos circuitos anteriores, pois pode chegar até 78,5%.

Para evitar o aquecimento excessivo dos transistores complementares, eles devem estar instalados em dissipadores de calor, representados pelas linhas tracejadas em torno dos transistores da Figura 7.25.

Na montagem, é importante também que os diodos sejam instalados próximos aos dissipadores de calor, de forma que as variações das tensões  $V_{BE1}$  e  $V_{EB2}$  sejam acompanhadas pelas variações de  $V_{D1}$  e  $V_{D2}$ , tornando o circuito mais estável termicamente.



A vantagem desse circuito como etapa de saída de um amplificador de áudio é que, por estarem os transistores no limite do corte, a amplitude máxima de pico a pico na carga pode chegar a  $V_{CC}$  e a corrente de coletor pode atingir um valor relativamente alto, garantindo potência suficiente para excitar alto-falantes de potências também elevadas.

### Fonte de Corrente para a Etapa *Push-Pull*

Em muitos casos, é interessante substituir o acoplamento capacitivo nas entradas dos transistores do amplificador *push-pull* por um acoplamento a transistor operando como *fonte de corrente constante*, Figura 7.26.

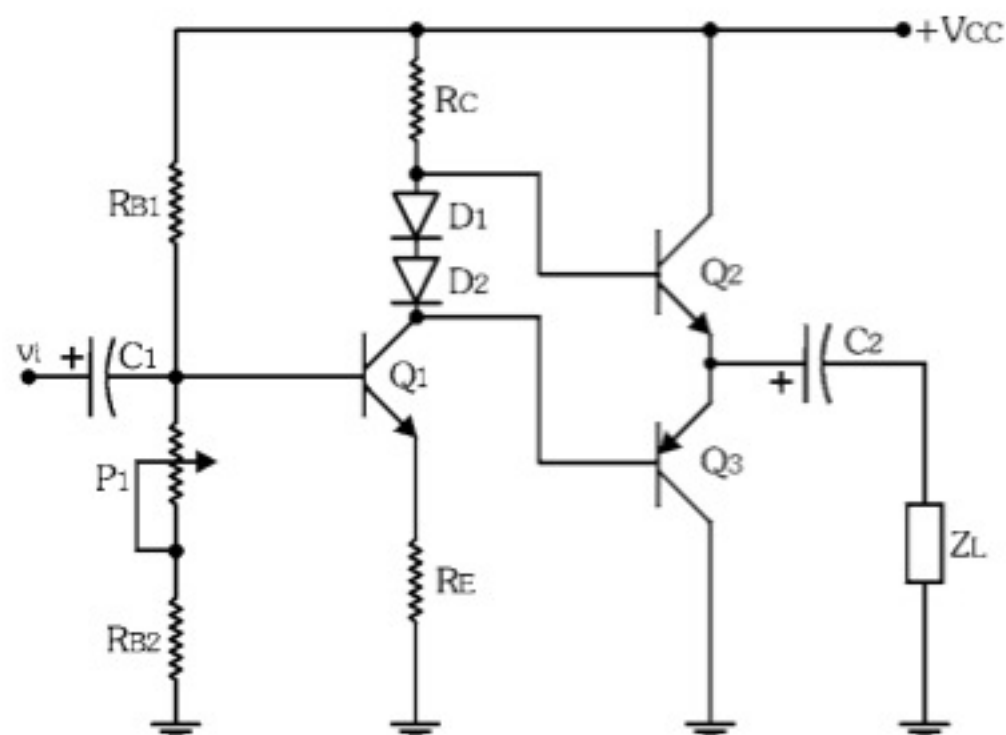


Figura 7.26 - Amplificador *push-pull* com excitação por fonte de corrente.

O transistor  $Q_1$  opera ao mesmo tempo como amplificador emissor comum classe A e como fonte de corrente. As resistências  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$  e o trimpot  $P_1$  polarizam a base de  $Q_1$ , enquanto  $R_C$  e  $R_E$  polarizam tanto o coletor e o emissor de  $Q_1$  quanto as bases de  $Q_2$  e  $Q_3$ .

O trimpot  $P_1$  tem a função de ajustar a corrente de coletor de  $Q_1$  em um valor constante, melhorando a estabilidade do circuito e possibilitando que as tensões  $V_{D1}$  e  $V_{D2}$  sejam adequadas à eliminação do *cross-over*.

Caso haja um pré-amplificador emissor comum antes desse estágio, o sinal AC que já estava defasado de  $180^\circ$  sofre nova defasagem, de modo que na saída ela é nula.



## Parâmetros do Amplificador *Push-Pull* com Excitação por Fonte de Corrente

As tabelas seguintes apresentam a ordem de grandeza dos três parâmetros básicos da etapa de excitação e da etapa *push-pull* do amplificador de potência transistorizado.

| Etapa de Excitação por Fonte de Corrente |          |  |              |
|--|----------|--|--------------|
| Parâmetro                                |          | Ordem de Grandeza                                  | Qualificação |
| Impedância de entrada                    | $Z_i$    | unidades a dezenas de quilo-ohms                   | média        |
| Impedância de saída                      | $Z_o$    | unidades de quilo-ohms                             | média        |
| Ganho de tensão sem carga                | $A_{vo}$ | dezenas a centenas de vezes (com inversão de fase) | alto         |

| Etapa <i>Push-Pull</i>    |       |                                  |              |
|---------------------------|-------|----------------------------------|--------------|
| Parâmetro                 |       | Ordem de Grandeza                | Qualificação |
| Impedância de entrada     | $Z_i$ | unidades a dezenas de quilo-ohms | média a alta |
| Impedância de saída       | $Z_o$ | unidades a dezenas de ohms       | baixa        |
| Ganho de tensão com carga | $A_v$ | abaixo da unidade                | baixo        |

A Figura 7.27 mostra o circuito completo de um amplificador de áudio para microfone de eletreto.

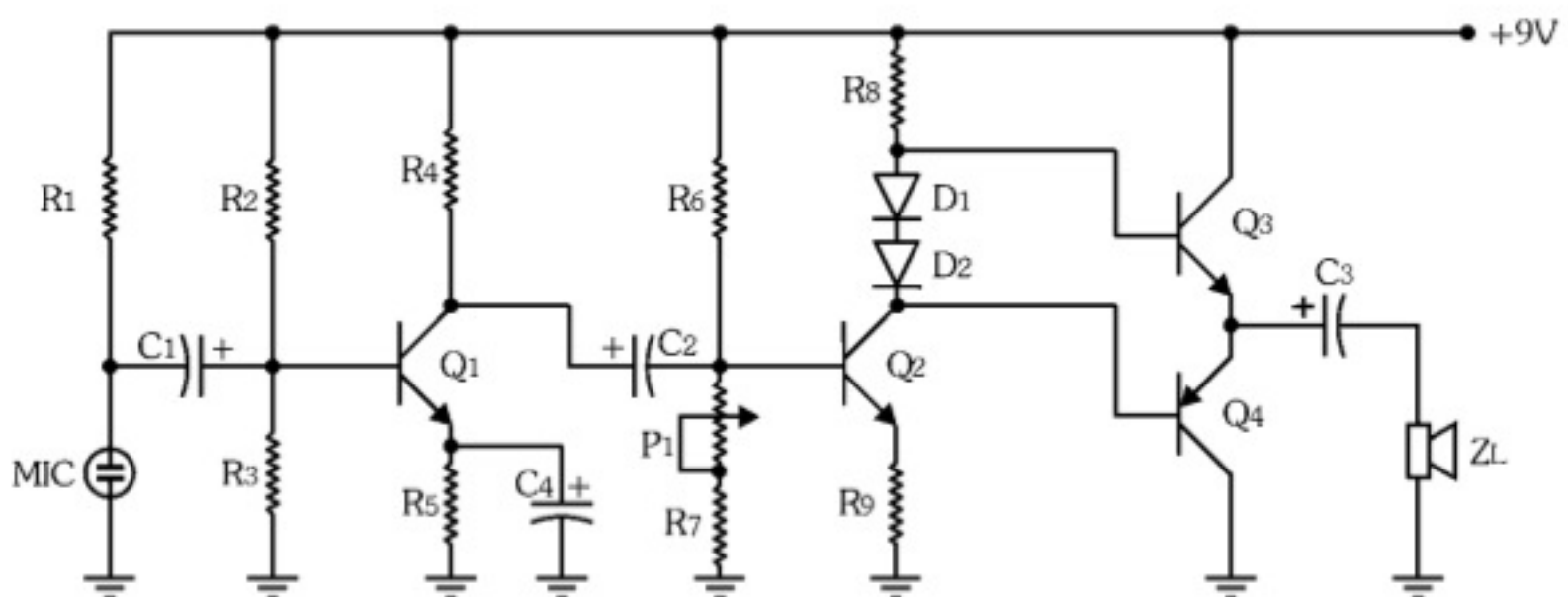


Figura 7.27 - Amplificador de áudio completo.

O transistor  $Q_1$  é a base do pré-amplificador, o transistor  $Q_2$  é a base do circuito de excitação e os transistores  $Q_3$  e  $Q_4$  formam o amplificador *push-pull*.



## 7.4. Controles de Volume e Tonalidade

Os equipamentos de áudio mais modernos possuem controles de volume e de tonalidade digitalizados, o que garante excelente qualidade e precisão, bem como a atuação via controle remoto.

Como o objetivo deste capítulo é analisar conceitualmente esses controles, eles serão apresentados por circuitos que utilizam potenciômetros como atuadores.

### 7.4.1. Controle de Volume

O *controle de volume* no amplificador de áudio é feito por um potenciômetro que atua diretamente na amplitude do sinal do estágio pré-amplificador, de acordo com a Figura 7.28.

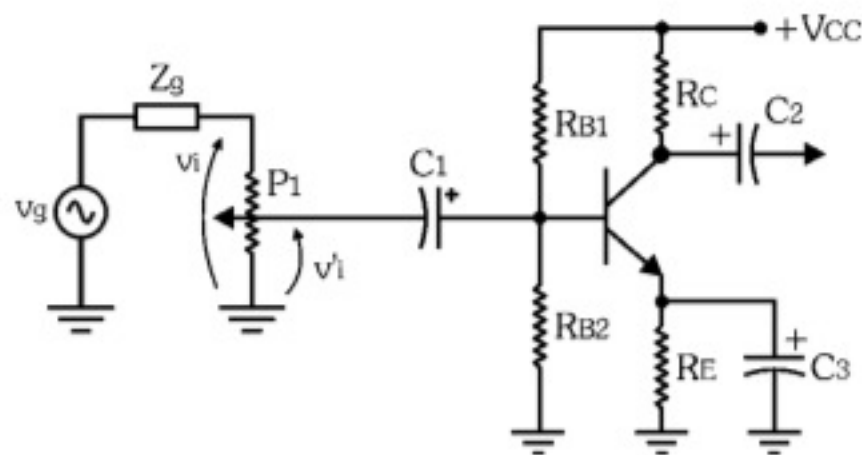


Figura 7.28 - Controle de volume.

O sinal  $v_g$  do gerador é aplicado ao potenciômetro, resultando um valor máximo  $v_i$ . Desse valor, apenas uma parcela  $v'_i$  é realmente amplificada, dependendo da posição do cursor do potenciômetro.

Para o controle de volume é interessante que o potenciômetro seja *logarítmico* para compensar a não linearidade do ouvido humano.

### 7.4.2. Controle de Tonalidade

Consiste no *reforço* ou na *atenuação* de sinais de áudio em determinadas faixas de frequência.

O circuito mais simples de controle de tonalidade é o mostrado na Figura 7.29.

O circuito RC formado por  $P_1$  e  $C_1$  é um filtro passa-baixas, cuja frequência de corte superior é controlada por  $P_1$ , Figura 7.30.



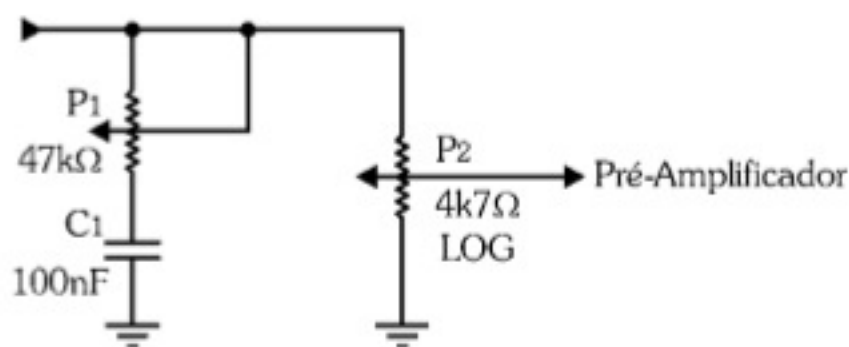


Figura 7.29 - Controle simples de tonalidade.



Figura 7.30 - Curva de resposta em frequência do controle de tonalidade.

Em paralelo com o controle de tonalidade encontra-se o potenciômetro P2 que faz o controle de volume.

Um outro circuito de controle de tonalidade está na Figura 7.31 e é composto de dois filtros em paralelo, um atuando na faixa dos sinais graves e outro na faixa dos sinais agudos.

O capacitor C1 acopla o sinal de áudio ao controle de tonalidade, bloqueando que algum nível DC interfira no pré-amplificador.

O primeiro filtro é formado pelo potenciômetro P1 e pelos capacitores C2 e C3. Os capacitores representam uma alta impedância para os sinais de baixa frequência, que seguem para o segundo filtro. As altas frequências passam pelo potenciômetro P1 e seguem para o pré-amplificador.

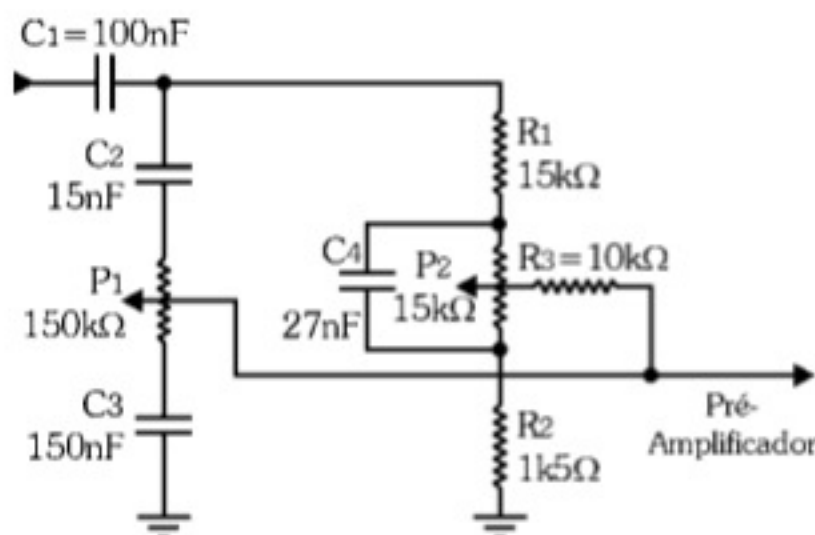


Figura 7.31 - Controle de tonalidade - sinais graves e agudos.

O segundo filtro é formado pelo potenciômetro P2, pelo capacitor C4 e pelos resistores R1 e R2. O capacitor C4 representa uma alta impedância para os sinais de baixa frequência, que seguem para o pré-amplificador passando pelo potenciômetro P2.

## 7.5. Outros Amplificadores a Transistor Bipolar

### 7.5.1. Amplificador com Realimentação

A Figura 7.32 mostra um amplificador de áudio que utiliza o recurso da *realimentação* para *reduzir o nível de distorção* do sinal amplificado.

O pré-amplificador tem como base o transistor Q1 e recebe o sinal de áudio depois de passar pelos controles de tonalidade (P1 e C1) e volume (P2).



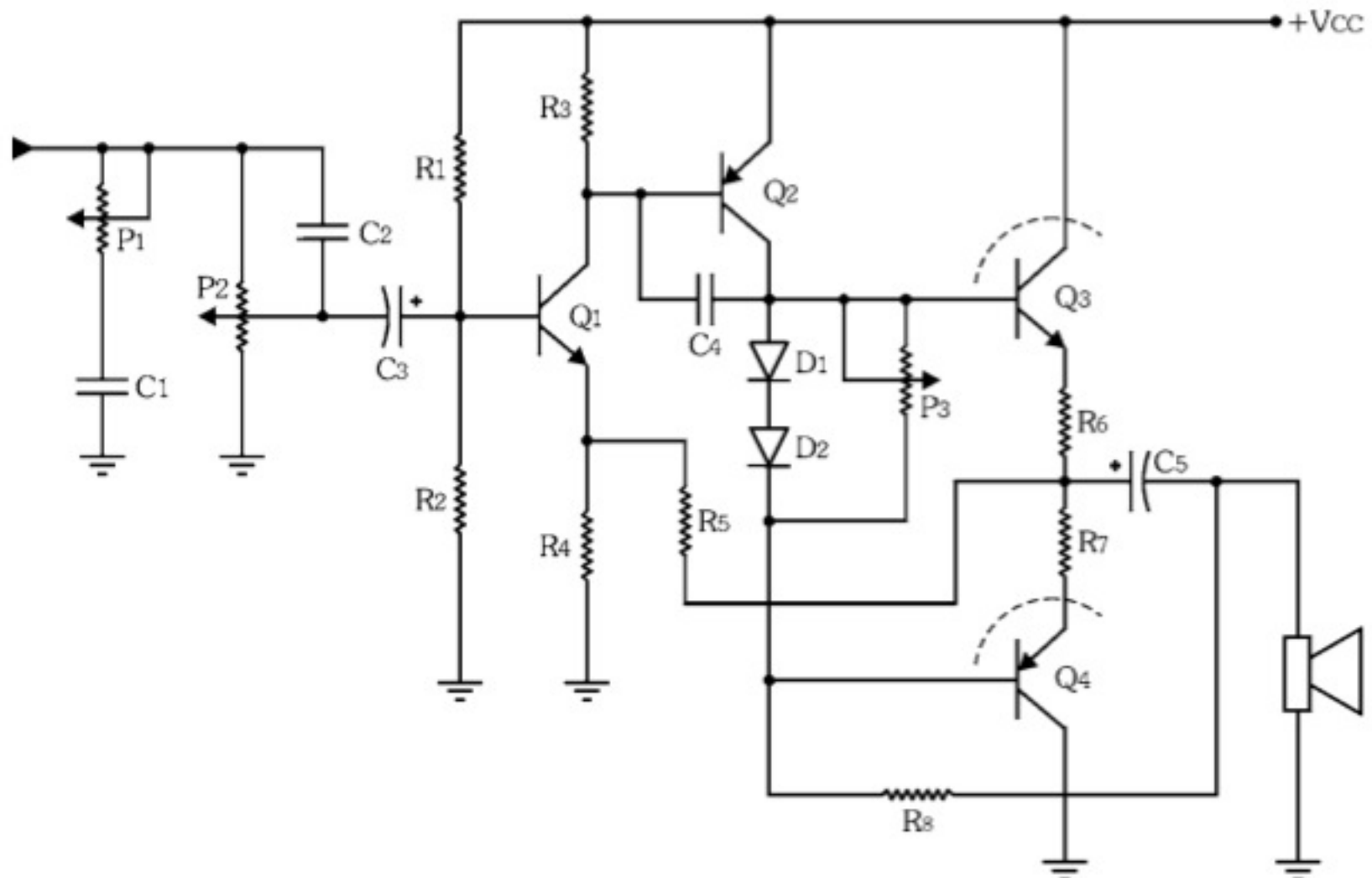


Figura 7.32 - Amplificador com realimentação.

O transistor  $Q_2$  tem a função de fonte de corrente para excitar o estágio de saída, que é um amplificador *push-pull* formado por  $Q_3$  e  $Q_4$ .

O resistor  $R_5$  faz a realimentação da saída do *push-pull* para o pré-amplificador, causando uma pequena redução no ganho total do amplificador, mas reduzindo também o nível de distorção. O resistor  $R_8$  tem a mesma função, mas faz a realimentação da saída do *push-pull* para a sua própria entrada.

### 7.5.2. Amplificador em Ponte

A Figura 7.33 mostra um tipo de amplificador de áudio que opera em *ponte*, isto é, com dois pares complementares na saída.

Nele, o alto-falante não é ligado ao terra do circuito, mas entre os dois estágios *push-pull*.



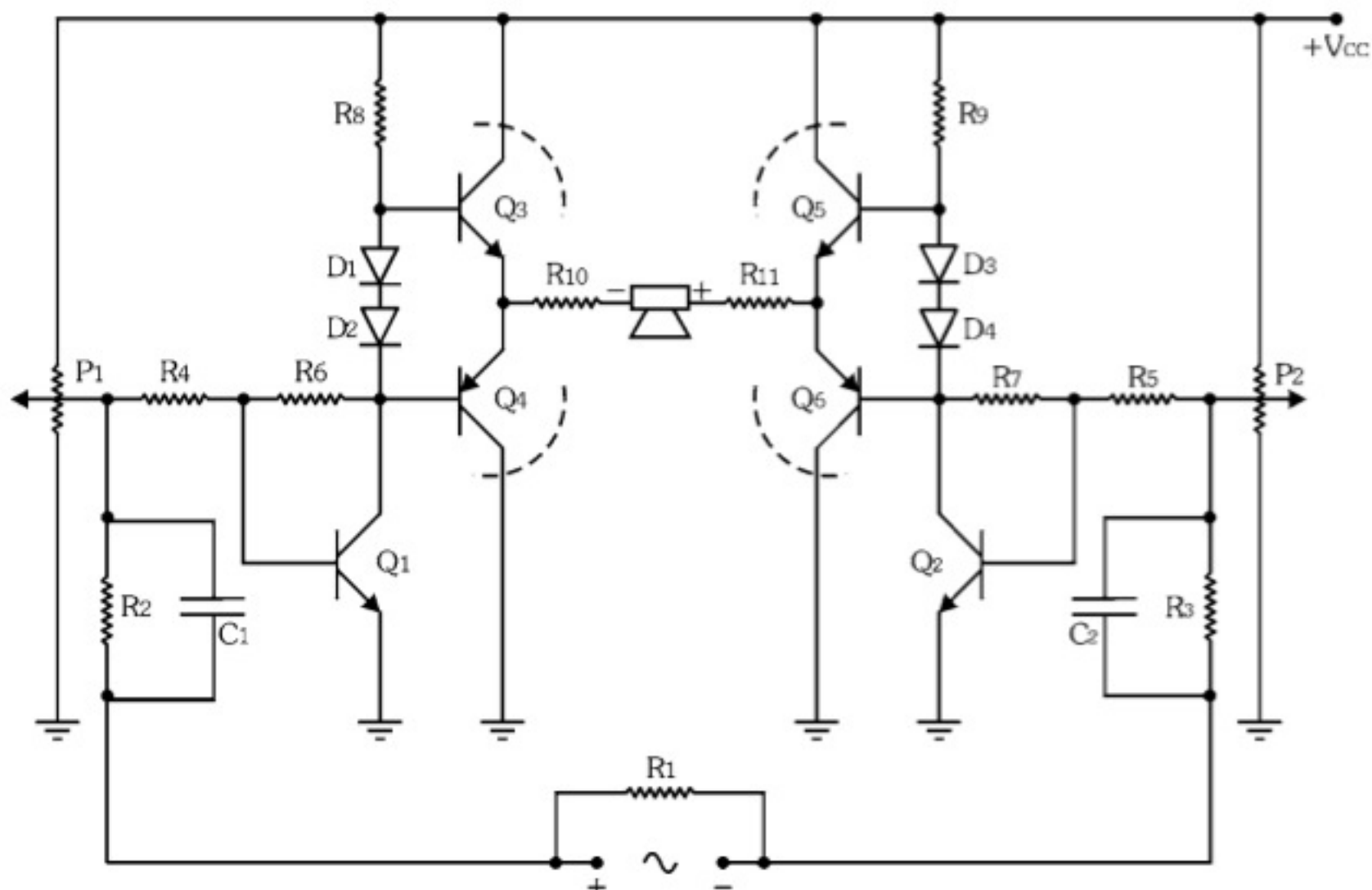


Figura 7.33 - Amplificador em ponte.

Os transistores Q1 e Q2 servem para estabilizar a polarização dos pares complementares de saída, sendo a calibração feita pelos trimpots P1 e P2. Ajustando a tensão  $V_{CE}$  dos transistores Q3, Q4, Q5 e Q6 para que ela seja igual a  $V_{CC}/2$ , anula-se a tensão DC na carga, de modo que o consumo sem sinal AC seja nulo.

No semiciclo positivo do sinal AC de entrada, apenas os transistores Q3 e Q6 conduzem. No semiciclo negativo, a condução ocorre apenas nos transistores Q4 e Q5.

É preciso colocar dissipadores de calor nos transistores Q3, Q4, Q5 e Q6. Ainda, para melhorar a estabilização térmica do circuito, é importante que os diodos D1, D2, D3 e D4 sejam instalados próximos a eles.

O amplificador em ponte pode ser projetado para operar com potência de saída bem elevada, chegando até 100W, como nos amplificadores de potência usados em automóveis.

## 7.6. Amplificadores a Transistor de Efeito de Campo

Os transistores de efeito de campo JFET e MOSFET são usados como amplificadores em alguns casos bem específicos, principalmente por causa da *elevada impedância de entrada* que eles possuem.



### 7.6.1. Amplificador de Pequenos Sinais com JFET

A Figura 7.34 mostra um *amplificador de pequenos sinais* usando um JFET.

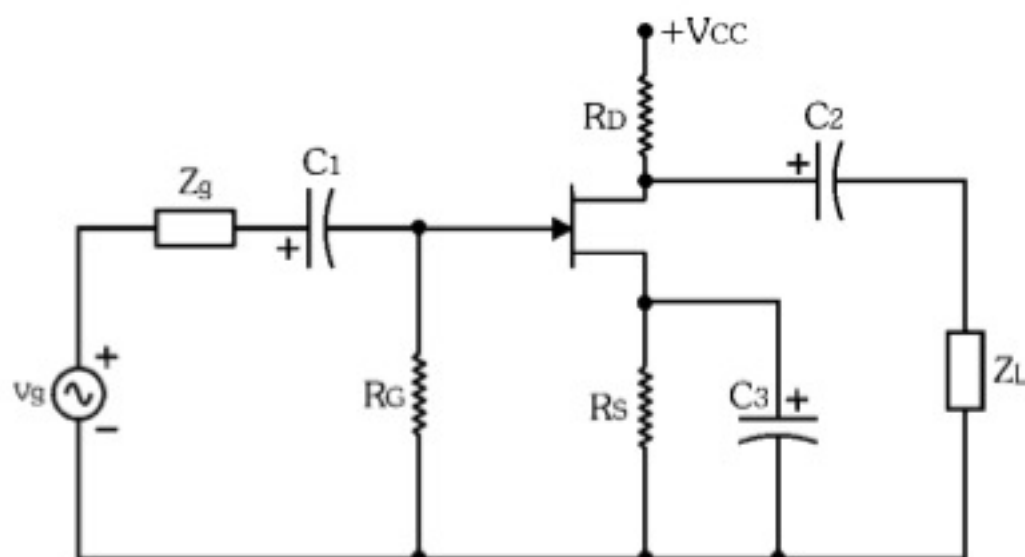


Figura 7.34 - Amplificador de pequenos sinais com JFET.

Trata-se de um JFET canal N autopolarizado na configuração fonte comum. O gerador formado por  $v_g$  e  $Z_g$  fornece um sinal AC ao FET por meio de capacitor de acoplamento  $C_1$ .

Na saída, o sinal AC amplificado está presente no dreno em que o capacitor  $C_2$  faz o seu acoplamento com a carga  $Z_L$ .

Em paralelo com o resistor  $R_S$  há um capacitor  $C_3$  para desacoplar o sinal AC do terminal da fonte, levando-o ao terra.

Na entrada do amplificador, o sinal AC é aplicado sobre o nível DC negativo de polarização da junção porta-fonte. Na carga, o sinal AC encontra-se defasado de  $180^\circ$  em relação ao sinal do gerador, exatamente como acontece no amplificador emissor comum com transistor bipolar.

A tabela seguinte apresenta a ordem de grandeza dos três parâmetros básicos do amplificador de pequenos sinais com JFET na configuração fonte comum:

| Parâmetro                 |          | Ordem de Grandeza                                     | Qualificação  |
|---------------------------|----------|---|---------------|
| Impedância de entrada     | $Z_i$    | unidades a dezenas de megaohms                        | elevada       |
| Impedância de saída       | $Z_o$    | unidades de quilo-ohms                                | média         |
| Ganho de tensão sem carga | $A_{vo}$ | unidades a dezenas de vezes<br>(com inversão de fase) | baixo a médio |

A elevada impedância de entrada viabiliza esse circuito para a função de pré-amplificador para fontes de sinais de níveis muito baixos.



Outra vantagem é que o JFET é um dispositivo de baixo ruído, o que o torna útil em circuitos que precisam ter grande sensibilidade de entrada, como no caso de sensores e medidores diversos.

### 7.6.2. Amplificador de Pequenos Sinais com MOSFET

A Figura 7.35 mostra um amplificador de pequenos sinais usando um MOSFET.

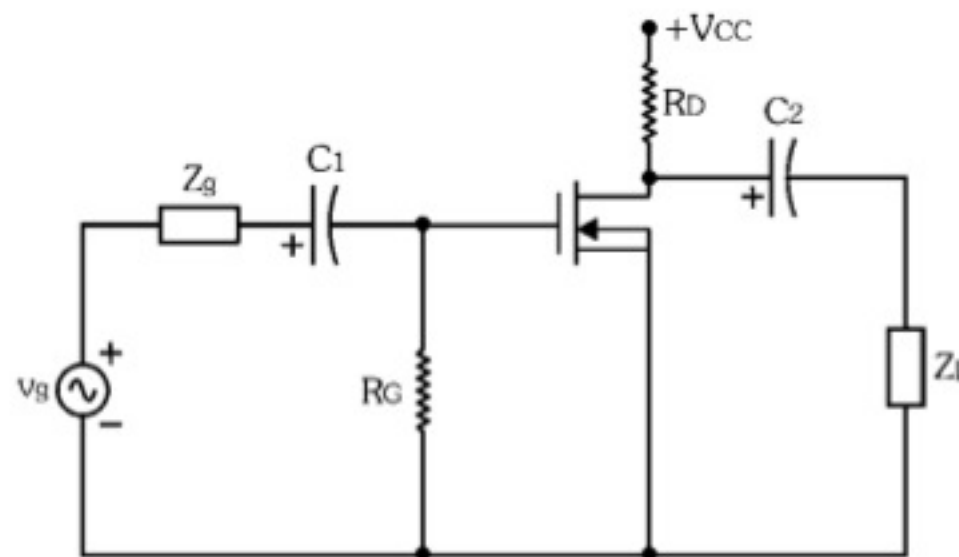


Figura 7.35 - Amplificador de pequenos sinais com MOSFET.

Para a função de amplificador é preferível usar o MOSFET de depleção polarizado com  $V_{GS} = 0$ , pois ele permite receber sinais positivos e negativos na entrada.

Na carga, o sinal AC também encontra-se defasado de  $180^\circ$  em relação ao sinal do gerador.

A tabela seguinte apresenta a ordem de grandeza dos três parâmetros básicos do amplificador de pequenos sinais com MOSFET de depleção na configuração fonte comum:

| Parâmetro                 |          | Ordem de Grandeza                                    | Qualificação  |
|---------------------------|----------|--|---------------|
| Impedância de entrada     | $Z_i$    | unidades a dezenas de megaohms                       | elevada       |
| Impedância de saída       | $Z_o$    | unidades de quilo-ohms                               | média         |
| Ganho de tensão sem carga | $A_{vo}$ | unidade a dezenas de vezes<br>(com inversão de fase) | baixo a médio |

Tal como o amplificador a JFET, o amplificador a MOSFET também é usado como pré-amplificador para fontes de sinais de níveis muito baixos por causa da elevada impedância de entrada.

Além disso, ele também é um dispositivo de baixo ruído, o que o torna útil em circuitos de sensores e medidores de grande sensibilidade.

Comercialmente, são encontrados transistores MOSFETs de porta dupla que possuem características capacitivas tais que os tornam muito úteis como amplificadores de alta frequência, operando nas faixas de VHF (30 a 300MHz) e UHF (300 a 3000MHz).



## 7.7. Amplificadores com Circuitos Integrados

Comercialmente são encontrados diversos tipos de amplificadores de áudio integrados. As maiores vantagens que eles oferecem são a flexibilidade, a confiabilidade e o tamanho reduzido do circuito final.

Neste tópico, apresentamos dois exemplos de amplificadores integrados com suas principais especificações e circuitos aplicativos sugeridos pelos manuais dos seus fabricantes.

### 7.7.1. Amplificador de Áudio com o Circuito Integrado LM386

O LM386 é um circuito integrado fabricado pela *National Semiconductor* e trata-se de um amplificador de áudio de potência e baixa tensão (*Low Voltage Audio Power Amplifier*).

Ele é muito usado em amplificadores de áudio de rádios AM-FM, amplificadores para equipamentos portáteis, intercomunicadores etc.

O LM386 possui oito pinos, como indica a Figura 7.36.

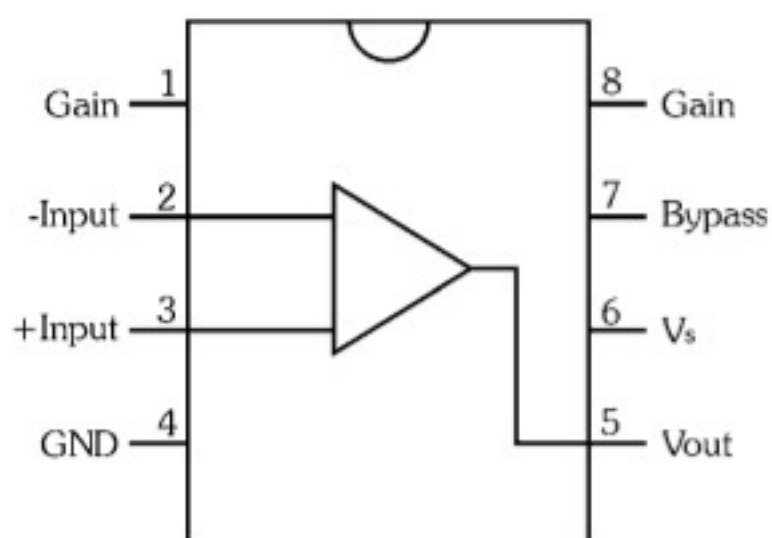


Figura 7.36 - Pinagem do LM386.

A tabela seguinte apresenta as suas principais especificações:

| Parâmetro                          | Condições   | Mín. | Tip.     | Máx. | Unidade    |
|------------------------------------|---|------|----------|------|------------|
| Tensão de alimentação              |   |      |          |      |            |
| LM386N-1, N-3, M-1, MM-1           |   | 4    |          | 12   | V          |
| LM386N-4                           |   | 5    |          | 18   | V          |
| Corrente quiescente                | $V_s = 6V, V_i = 0$                                 |      | 4        | 8    | mA         |
| Potência de saída                  |   |      |          |      |            |
| LM386N-1, M-1, MM-1                | $V_s = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$               | 250  | 325      |      | mW         |
| LM386N-3                           | $V_s = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$               | 500  | 700      |      | mW         |
| LM386N-4                           | $V_s = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$             | 700  | 1000     |      | mW         |
| Ganho de tensão                    | $V_s = 6V, f = 1kHz$<br>$10\mu F$ entre pinos 1 e 8 |      | 26<br>46 |      | dB<br>dB   |
| Largura de banda                   | $V_s = 6V$ , pinos 1 e 8 abertos                    |      | 300      |      | kHz        |
| Resistência de entrada             | $V_s = 6V$ , pinos 2 e 3 abertos                    |      | 50       |      | k $\Omega$ |
| Corrente de polarização de entrada |   |      | 250      |      | nA         |



## Observação

*THD* significa *Total Harmonic Distortion*, isto é, distorção harmônica total, que é um parâmetro de avaliação da qualidade de um equipamento de áudio. Para medir a THD, injeta-se um sinal puro (onda senoidal) na entrada do amplificador e mede-se a composição harmônica do sinal na saída. A relação entre o somatório dos níveis dos harmônicos e o nível do sinal original (puro) corresponde à THD do amplificador. Os bons amplificadores de áudio possuem  $THD < 0,2\%$ .

A seguir, apresentamos três circuitos aplicativos propostos pelo fabricante para o LM386.

### Amplificador com Ganho = 20

Esta é a configuração mais simples para que o LM386 opere como amplificador. Nela, os pinos 1 e 8 ficam abertos. Em contrapartida, o ganho de tensão é o menor, isto é,  $A_v = 20$  ou 26dB.

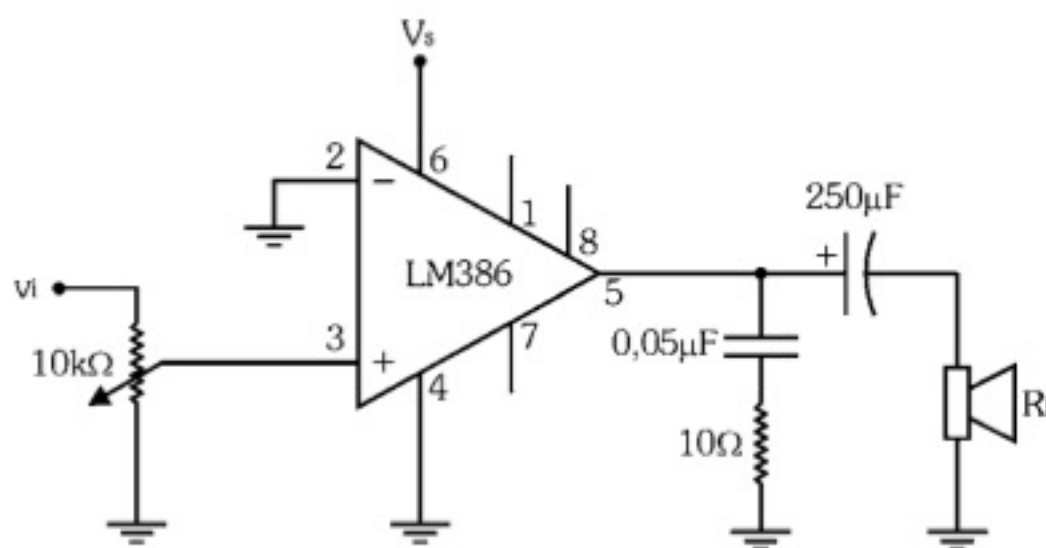


Figura 7.37 - Amplificador com  $A_v = 20$  (26dB).

### Amplificador com Ganho = 200

Essa configuração é a que produz o maior ganho de tensão, isto é,  $A_v = 200$  ou 46dB. Para isso, conecta-se um capacitor de  $10\mu\text{F}$  entre os pinos 1 e 8. Para evitar degradação do ganho e possíveis instabilidades, pode-se ligar um capacitor de  $0,1\mu\text{F}$  entre o pino 7 e o terra, ou simplesmente aterrar o pino 7.

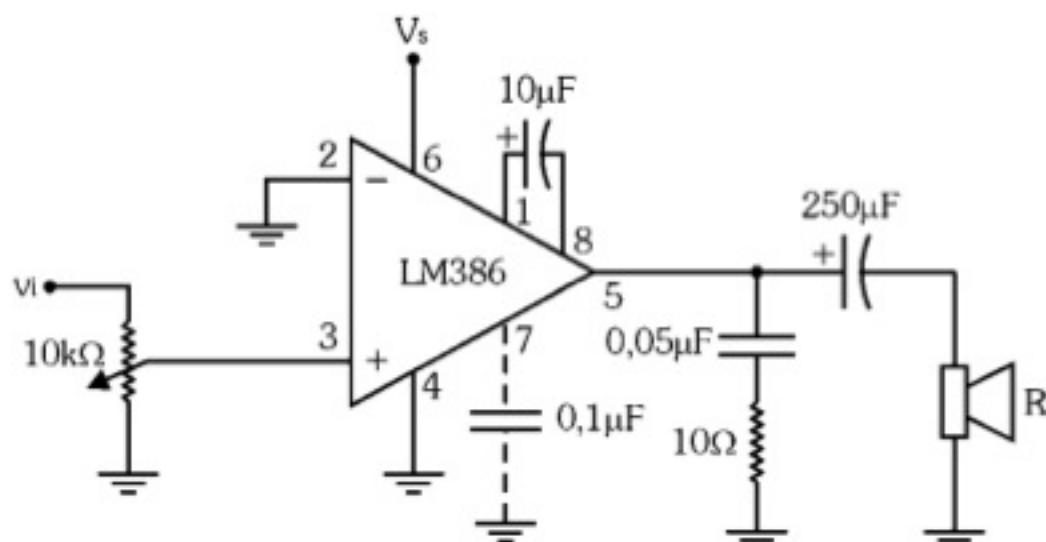


Figura 7.38 - Amplificador com  $A_v = 200$  (46dB).



## Amplificador com Ganho = 50

Para se obter um ganho entre 20 e 200, acrescenta-se um resistor em série com o capacitor de  $10\mu\text{F}$  conectado entre os pinos 1 e 8. No circuito da Figura 7.39, esse resistor é de  $1\text{k}\Omega$ , obtendo-se um ganho de tensão  $A_v = 50$  ou  $34\text{dB}$ . Para esse circuito recomenda-se também a ligação de um capacitor de  $0,1\mu\text{F}$  entre o pino 7 e o terra, ou simplesmente aterrar o pino 7.

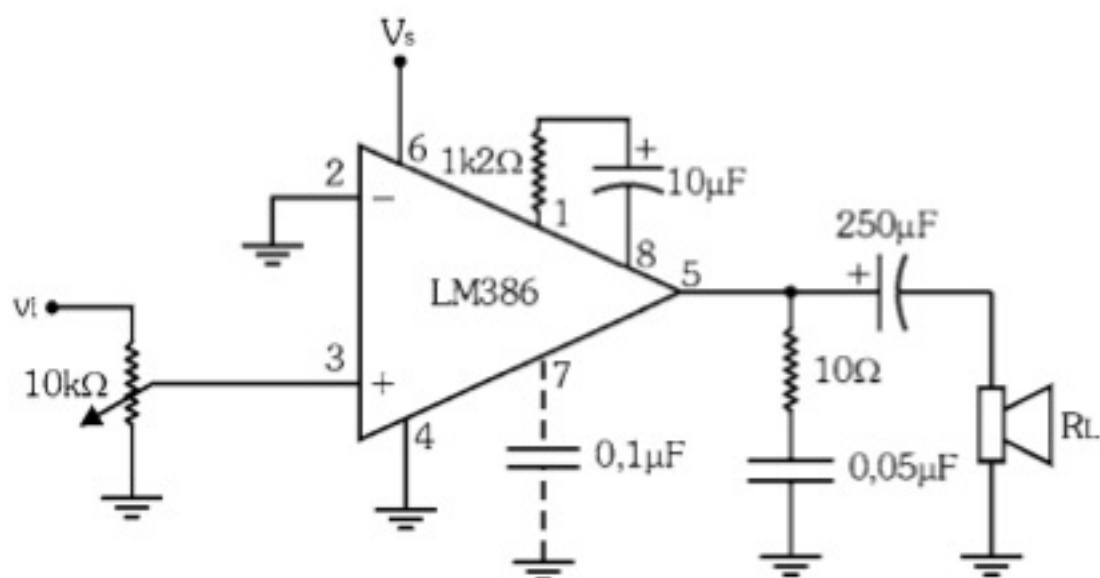


Figura 7.39 - Amplificador com  $A_v = 50$  (34dB).

### 7.7.2. Amplificador de Áudio com o Circuito Integrado TDA2002

O TDA2002 é um circuito integrado fabricado pela *Fairchild Semiconductor* e trata-se de um *amplificador de áudio classe B* projetado para aplicações com cargas de baixa impedância (até o mínimo de  $1,6\Omega$ ).

O TDA2002 possui cinco pinos, conforme indica a Figura 7.40.

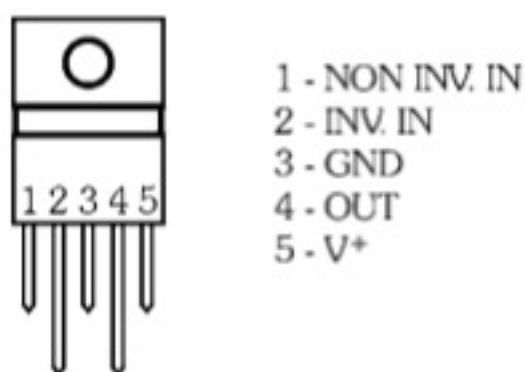


Figura 7.40 - Pinagem do TDA2002.



A tabela seguinte apresenta as suas principais especificações:

| Parâmetro                         | Condições   | Mín. | Tip.                  | Máx. | Unidade              |
|-----------------------------------|---|------|-----------------------|------|----------------------|
| Tensão de alimentação             |   | 8    |                       | 18   | V                    |
| Corrente quiescente               |   |      | 45                    | 80   | mA                   |
| Potência de saída                 | THD = 10% $A_v = 100$ $f = 1\text{kHz}$<br>$V^+ = 16\text{V}$ $R_L = 4\Omega$<br>$V^+ = 16\text{V}$ $R_L = 2\Omega$<br>$V^+ = 14,4\text{V}$ $R_L = 4\Omega$<br>$V^+ = 14,4\text{V}$ $R_L = 2\Omega$     |      | 6,5<br>10<br>5,2<br>8 |      | W<br>W<br>W<br>W     |
| Ganho de tensão<br>(malha aberta) | $R_L = 4\Omega$ $f = 1\text{kHz}$   |      | 80                    |      | dB                   |
| (malha fechada)                   |   | 39,5 | 40                    | 40,5 | dB                   |
| Resposta em frequência<br>(-3dB)  | $R_L = 4\Omega$ $C_{FB} = 39\text{nF}$ $R_{FB} = 39\Omega$  |      | 40 a<br>15k           |      | Hz                   |
| Impedância de entrada             | $f = 1\text{kHz}$   | 70   | 150                   |      | k $\Omega$           |
| Sensibilidade de entrada          | $A_v = 100$ $f = 1\text{kHz}$<br>$P_{out} = 0,5\text{W}$ $R_L = 4\Omega$<br>$P_{out} = 0,5\text{W}$ $R_L = 2\Omega$<br>$P_{out} = 5,2\text{W}$ $R_L = 4\Omega$<br>$P_{out} = 8\text{W}$ $R_L = 2\Omega$ |      | 15<br>11<br>55<br>50  |      | mV<br>mV<br>mV<br>mV |

### Observação

*THD* significa *Total Harmonic Distortion*, isto é, distorção harmônica total, que é um parâmetro de avaliação da qualidade de um equipamento de áudio. Para medir a THD, injeta-se um sinal puro (onda senoidal) na entrada do amplificador e mede-se a composição harmônica do sinal na saída. A relação entre o somatório dos níveis dos harmônicos e o nível do sinal original (puro) corresponde à THD do amplificador. Os bons amplificadores de áudio possuem  $THD < 0,2\%$ .

A seguir, apresentamos dois circuitos aplicativos propostos pelo fabricante para o TDA2002.



## Circuito Típico de Amplificador

A Figura 7.41 mostra o circuito típico de um amplificador com TDA2002.

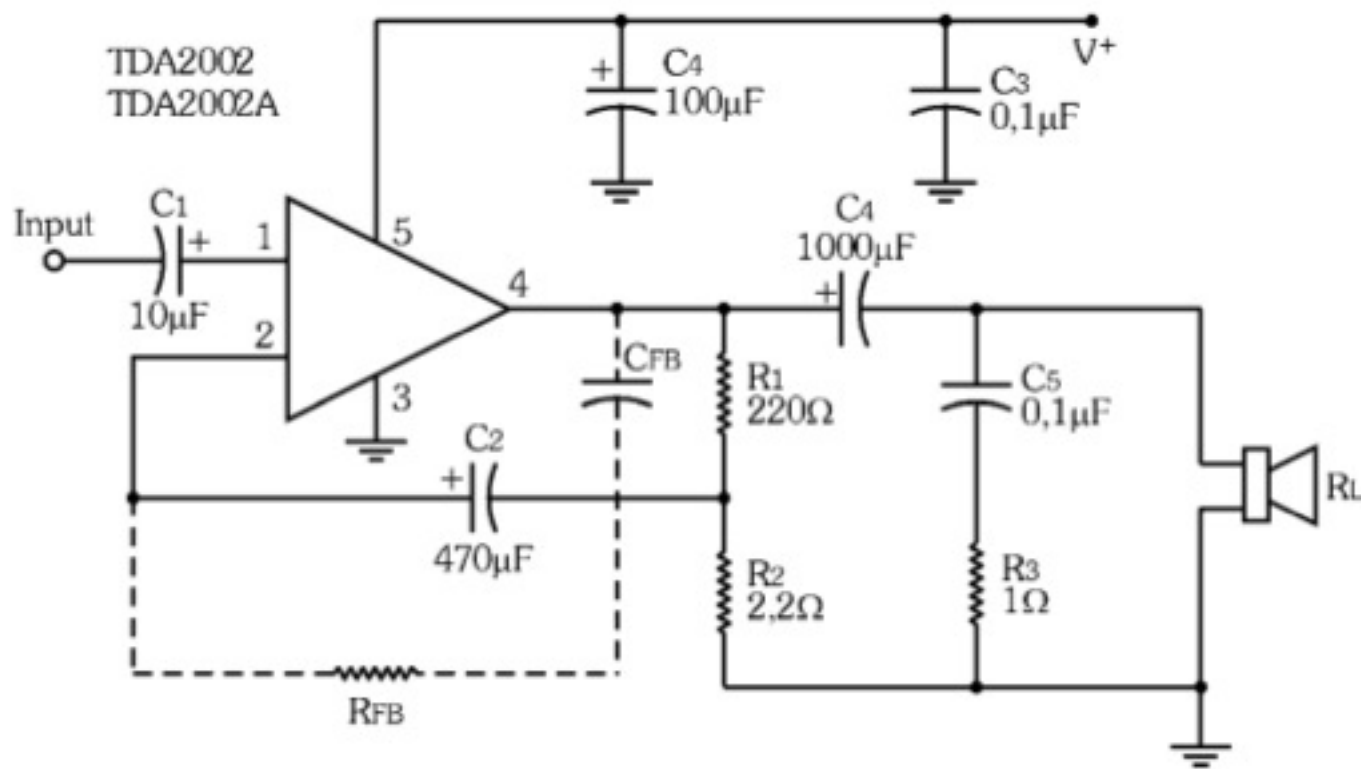


Figura 7.41 - Circuito típico de amplificador.

### Observações

- $R_1$  e  $R_2$  definem o ganho de tensão em malha fechada:

$$A_v = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

- $C_{FB}$  e  $R_{FB}$  podem ser usados para ajustar a largura de banda (BW) depois de definido o ganho pela razão  $R_1/R_2$ :

$$C_{FB} \cong \frac{1}{2\pi \cdot BW \cdot R_1} \quad \text{e} \quad R_{FB} \cong 20 \cdot R_2$$

### Amplificador de 15W em Ponte

A Figura 7.42 exibe um *amplificador em ponte* com dois TDA2002. O potenciômetro  $P_1$  é utilizado para balancear a tensão de *offset* entre os dois dispositivos.



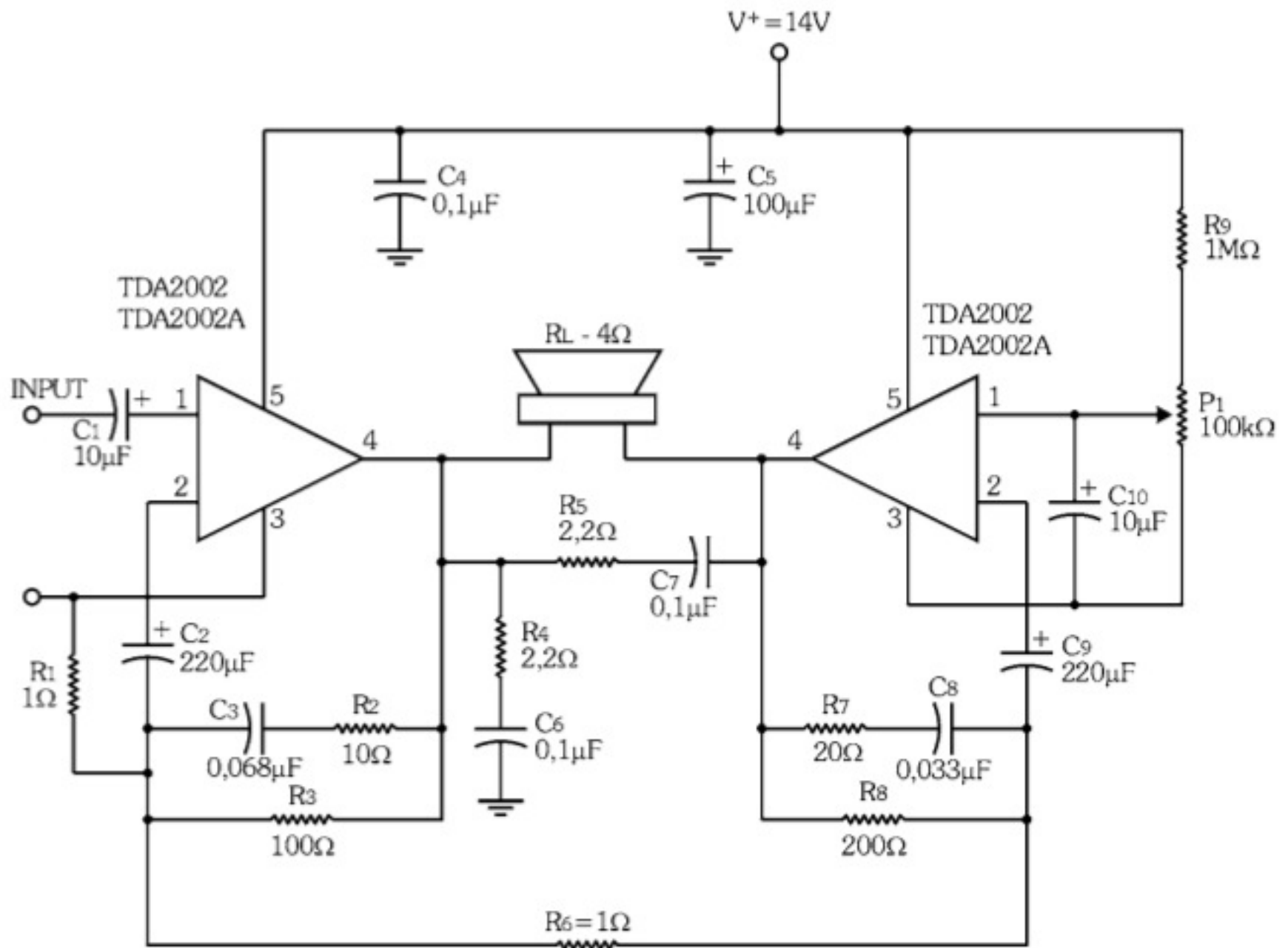


Figura 7.42 - Amplificador de 15W em ponte.

### Exercício Resolvido

Um amplificador foi testado em laboratório e obtiveram-se as especificações dadas a seguir:

- $Z_i = 8\text{k}\Omega$
- $V_{\text{ippmín}} = 10\text{mV}$
- $V_{\text{Loppmáx}} = 10,8\text{V}$  (sem distorção)
- $Z_o = 4\Omega$
- $V_{\text{ippmáx}} = 250\text{mV}$
- $V_{\text{Lppmáx}} = 7,2\text{V}$  (sem distorção /  $R_L = 8\Omega$ )

Baseado nessas especificações, determine:

a) Ganho de tensão sem carga -  $A_{vo}$

$$A_{vo} = \frac{V_{\text{Loppmáx}}}{V_{\text{ippmáx}}} \Rightarrow A_{vo} = \frac{10,8}{250 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow A_{vo} = 43,2 \quad \text{ou}$$

$$A_{vo}(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_{vo} = 20 \cdot \log 43,2 \Rightarrow A_{vo} = 32,7\text{dB}$$



b) Ganho de tensão com carga ( $R_L = 8\Omega$ ) -  $A_v$

$$A_v = \frac{V_{Lppm\acute{a}x}}{V_{ippm\acute{a}x}} \Rightarrow A_v = \frac{7,2}{250 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow A_v = 28,8 \quad \text{ou}$$

$$A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log A_v = 20 \cdot \log 28,8 \Rightarrow A_{v0} = 29,2\text{dB}$$

c) Potência máxima de saída com carga -  $p_{Lm\acute{a}x}$

$$p_{Lm\acute{a}x} = \frac{V_{Lppm\acute{a}x}^2}{8 \cdot R_L} \Rightarrow p_{Lm\acute{a}x} = \frac{7,2^2}{8 \cdot 8} \Rightarrow p_{Lm\acute{a}x} = 0,81\text{W}$$

d) Ganho de potência do amplificador -  $A_p$

O ganho de potência pode ser dado por:

$$A_p = \frac{p_{Lm\acute{a}x}}{p_{im\acute{a}x}}$$

A potência máxima na entrada ( $p_{im\acute{a}x}$ ) vale:

$$p_{im\acute{a}x} = \frac{V_{ippm\acute{a}x}^2}{8 \cdot Z_i} \Rightarrow p_{im\acute{a}x} = \frac{(250 \cdot 10^{-3})^2}{8 \cdot 8 \cdot 10^3} \Rightarrow p_{im\acute{a}x} = 977\text{nW}$$

Assim:

$$A_p = \frac{p_{Lm\acute{a}x}}{p_{im\acute{a}x}} \Rightarrow A_p = \frac{0,81}{977 \cdot 10^{-9}} \Rightarrow A_p = 829068 \quad \text{ou}$$

$$A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log A_p = 10 \cdot \log 829068 \Rightarrow A_p = 59,2\text{dB}$$

## 7.8. Exercícios Propostos

7.1) Dado o modelo de um amplificador de áudio exibido na Figura 7.43, determine:

- Tensão de entrada pico a pico ( $V_{ipp}$ )
- Tensão de saída pico a pico sem carga ( $V_{Lopp}$ )
- Tensão de saída pico a pico com carga ( $V_{Lpp}$ )
- Ganho de tensão sem carga ( $A_{v0}$ )

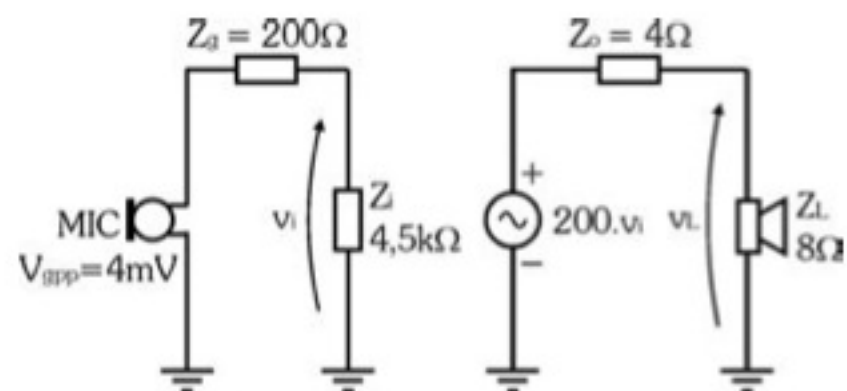


Figura 7.43 - Modelo de um amplificador.



- e) Ganho de tensão e de potência com carga ( $A_v$  e  $A_p$ )
- f) Ganho de tensão e de potência com carga em dB

7.2) Considere o amplificador de áudio da Figura 7.44 formado por dois estágios ( $A_1$  e  $A_2$ ) ligados em cascata.

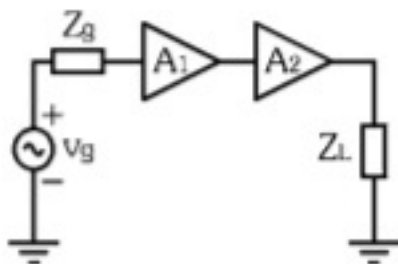


Figura 7.44 - Amplificador de áudio em dois estágios.

Dados do gerador:

- $V_{gpp} = 0,5\text{mV}$  (aberto) ;  $Z_g = 600\Omega$

Dados do amplificador 1:

- $Z_{i1} = 800\Omega$  ;  $Z_{o1} = 1\text{k}\Omega$  ;  $A_{vo1} = 80$

Dados do amplificador 2:

- $Z_{i2} = 2\text{k}\Omega$  ;  $Z_{o2} = 300\Omega$  ;  $A_{vo2} = 40$

Dado da carga:

- $Z_L = 8\Omega$

Determine:

- a) As tensões de entrada e de saída pico a pico do amplificador 1 sem carga ( $V_{i1pp}$  e  $V_{Lo1pp}$ )
- b) A tensão de saída pico a pico, o ganho de tensão e o ganho de potência do amplificador 1 conectado ao amplificador 2 ( $V_{L1pp}$ ,  $A_{v1}$  e  $A_{p1}$ )
- c) As tensões de entrada e de saída pico a pico do amplificador 2 sem carga ( $V_{i2pp}$  e  $V_{Lo2pp}$ )
- d) A tensão de saída pico a pico, o ganho de tensão e o ganho de potência do amplificador completo ( $V_{Lpp}$ ,  $A_v$  e  $A_p$ )
- e) O ganho de tensão e o ganho de potência do amplificador completo em dB



7.3) Identifique a função dos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  no circuito da Figura 7.45.

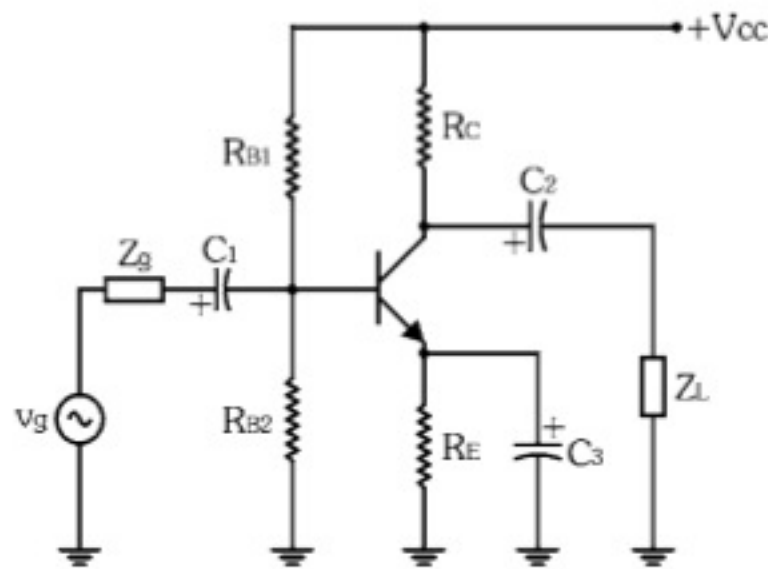


Figura 7.45 - Amplificador de pequenos sinais.

7.4) Analise o circuito da Figura 7.46 e identifique a função de  $P_1$ ,  $P_2$  e  $P_3$  dado que se trata de um circuito de controle de volume e tonalidade (graves e agudos).

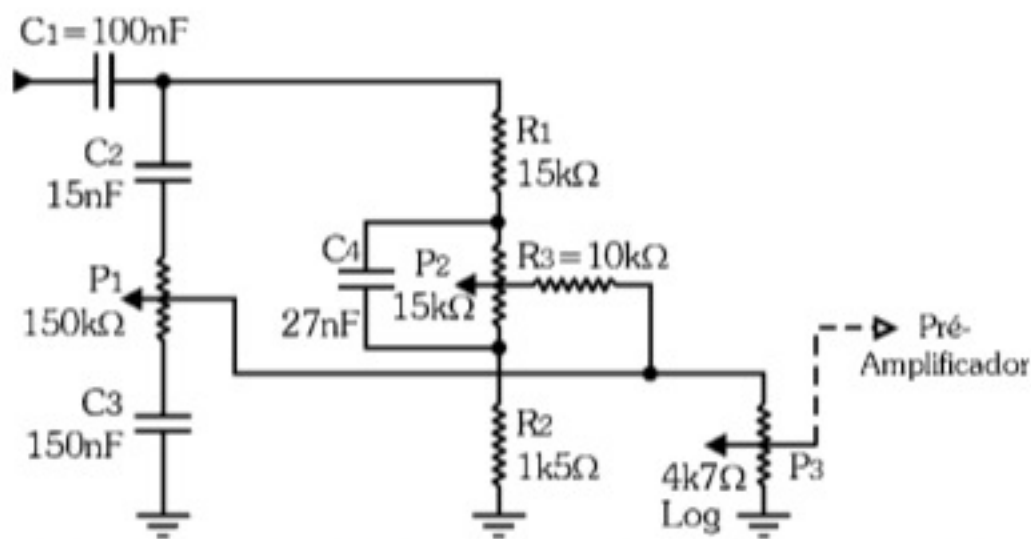


Figura 7.46 - Controle de tonalidade - sinais graves e agudos.

7.5) Relacione as características dos três amplificadores apresentados na coluna I com suas respectivas configurações apresentadas na coluna II.

| I  | II   |
|--|--|
| Características  | Configuração                                       |
| a) $Z_i = 5M\Omega$ $Z_o = 5k\Omega$ $A_{vo} = 15$<br>(com inversão de fase) | a) Amplificador de pequenos sinais (emissor comum) |
| b) $Z_i = 5k\Omega$ $Z_o = 5k\Omega$ $A_{vo} = 50$<br>(com inversão de fase) | b) Amplificador seguidor de emissor (classe A)     |
| c) $Z_i = 5k\Omega$ $Z_o = 15\Omega$ $A_{vo} = 1$<br>(sem inversão de fase)  | c) Amplificador de pequenos sinais (com MOSFET)    |



## AMPLIFICADOR OPERACIONAL

### 8.1. Características e Especificações

#### 8.1.1. Principais Características do Amplificador Operacional

O *amplificador operacional* é um dispositivo que pode realizar operações matemáticas como adição, subtração, multiplicação, divisão, diferenciação, integração e logaritmo, além de outras funções como comparação e amplificação.

A Figura 8.1 apresenta o seu símbolo.

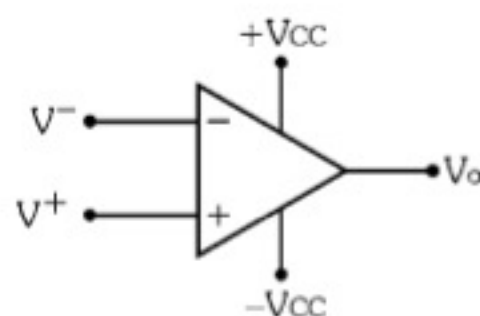


Figura 8.1 - Amplificador operacional.

É comum as bibliografias técnicas tratarem esse dispositivo simplesmente por *A.O.* ou *Amp. Op.* (iniciais de Amplificador Operacional) ou, do inglês, *O.A.* ou *Op. Amp.* (iniciais de *Operational Amplifier*).

O amplificador operacional é, na realidade, um circuito complexo composto de inúmeros transistores, diodos e resistores encapsulados como um circuito integrado. Comercialmente, há diversos tipos de circuitos integrados de amplificadores operacionais.

A Figura 8.1 mostra algumas características físicas do amplificador operacional. Ele possui duas entradas, a *inversora* ( $V^-$ ) e a *não inversora* ( $V^+$ ); uma saída ( $V_o$ ) e dois terminais de alimentação, um *positivo* ( $+V_{cc}$ ) e outro *negativo* ( $-V_{cc}$ ).



Alguns amplificadores operacionais só funcionam de forma adequada quando alimentados por *tensão simétrica*, isto é, com potenciais positivo e negativo em relação ao terra (GND) do circuito.

Já, outros tipos permitem que o terminal negativo ( $-V_{CC}$ ) seja o próprio GND.

O circuito equivalente do amplificador operacional é apresentado na Figura 8.2.

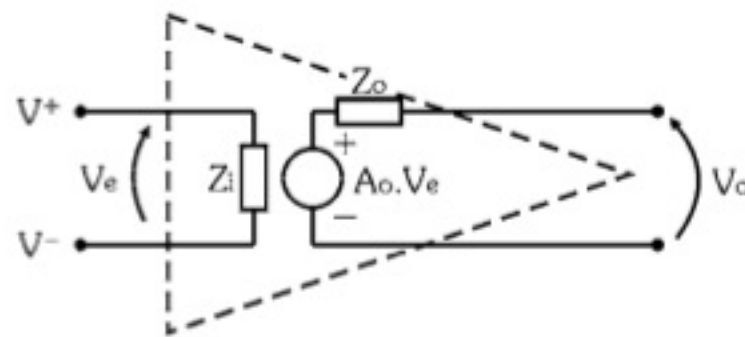


Figura 8.2 - Circuito equivalente do amplificador operacional.

Nele estão caracterizadas as suas principais especificações, a saber: *entrada diferencial* ( $V_e = V^+ - V^-$ ), *impedância de entrada* ( $Z_i$ ), *ganho de tensão* ( $A_o$ ) e *impedância de saída* ( $Z_o$ ).

A operação básica do amplificador operacional é a amplificação da tensão diferencial das entradas, ou seja:

$$V_o = A_o.(V^+ - V^-) \quad \text{ou} \quad V_o = A_o.V_e$$

### 8.1.2. Principais Especificações do Amplificador Operacional

O amplificador operacional apresenta as seguintes especificações principais:

#### a) Impedância de Entrada - $Z_i$

No amplificador operacional *ideal*, a impedância de entrada é *infinita*, o que garante uma sensibilidade máxima, isto é, qualquer tensão diferencial aplicada às suas entradas, por menor que seja, é amplificada.

No amplificador operacional *real*, a impedância de entrada é *extremamente alta*, desde algumas dezenas de quilo-ohms até dezenas de megaohms.

#### b) Impedância de Saída - $Z_o$

No amplificador operacional *ideal*, a impedância de saída é *nula*, o que garante um máximo rendimento do amplificador em relação ao sinal amplificado, de modo que todo ele seja transferido à carga.

No amplificador operacional *real*, a impedância de saída é *muito baixa*, desde algumas unidades de ohms até algumas centenas de ohms.



### c) Ganho de Tensão em Malha Aberta - $A_o$

No amplificador operacional *ideal*, o ganho de tensão em malha aberta é *infinito*, garantindo amplificação máxima de qualquer diferença entre as tensões aplicadas aos terminais de entrada.

No amplificador operacional *real*, o ganho de tensão em malha aberta é *muito elevado*, desde alguns milhares até centenas de milhares de vezes.

### d) Largura de Banda - LB

No amplificador operacional *ideal*, a largura de banda é *infinita*, ou seja, todos os sinais de entrada são amplificados, desde sinais DC até AC de frequência infinita.

No amplificador operacional *real*, a largura de banda é *relativamente alta*, desde DC até AC com centenas de mega-hertz, no entanto o ganho de tensão cai com o aumento da frequência, conforme mostra a Figura 8.3.

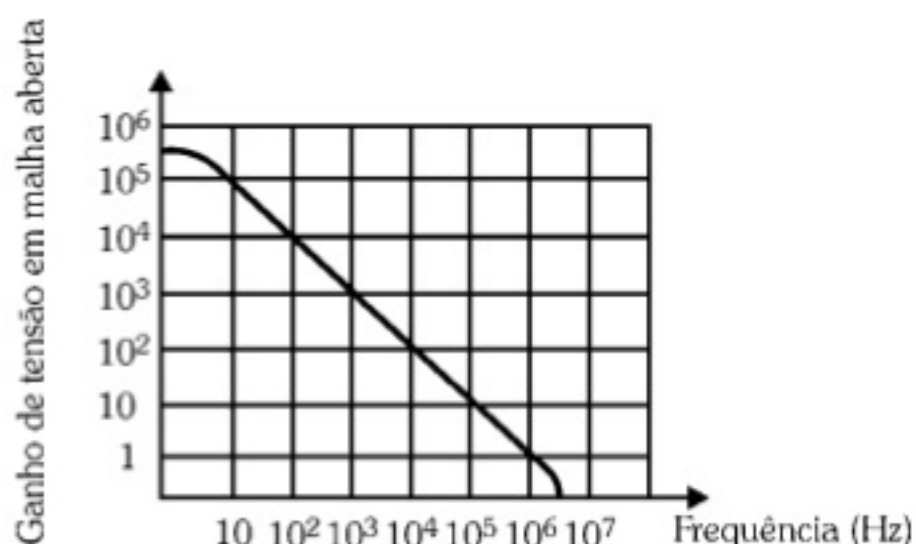


Figura 8.3 - Largura de banda de um amplificador operacional.

### e) Tensão de *Off-Set*

No amplificador operacional *ideal*, a tensão de saída é *nula* para tensões de entrada iguais ou nulas.

No amplificador operacional *real*, mesmo que as entradas estejam aterradas, *há tensão na saída*, devido às imperfeições dos dispositivos que o compõem.

## 8.1.3. Alimentação de Amplificadores Operacionais

A alimentação simétrica de um amplificador operacional, quando necessária, pode ser obtida de diferentes formas.

A primeira, e mais simples, é por meio de uma *fonte de alimentação simétrica*, isto é, que tenha duas saídas, uma positiva  $+V_{CC}$  e outra negativa  $-V_{CC}$ , em relação a uma terceira saída GND.



Há, no entanto, formas de obter tensão simétrica a partir de fonte de alimentação simples, como mostram as Figuras 8.4(a) e 8.4(b).

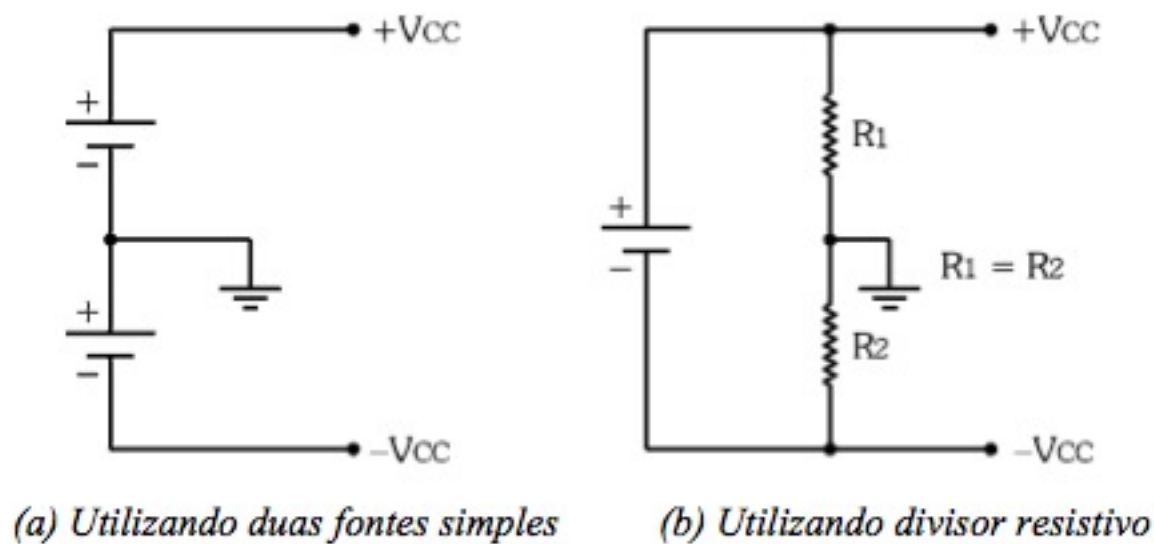


Figura 8.4 - Fonte simétrica através de fontes simples.

A tensão máxima de saída do amplificador operacional é limitada à tensão de alimentação. Na prática, as tensões positiva e negativa são limitadas pelos valores de saturação, isto é,  $+V_{sat}$  e  $-V_{sat}$ , que normalmente são maiores do que 90% de  $V_{cc}$ .

## 8.2. Aplicações Básicas

### 8.2.1. Amplificador Inversor

Nesta primeira aplicação do amplificador operacional, faremos algumas considerações para tornar possível a sua análise.

O *amplificador inversor* tem a entrada de sinal ligada ao terminal *inversor* por meio de um resistor  $R_1$  e o terminal *não inversor aterrado*. Entre os terminais de saída e inversor, há um resistor de *realimentação*  $R_2$ , conforme mostra o circuito da Figura 8.5.

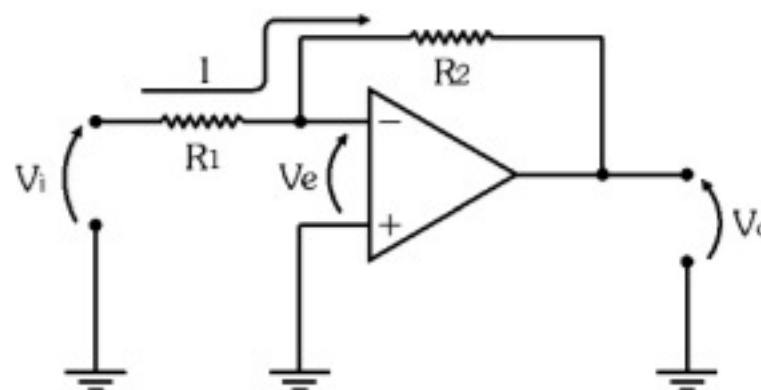


Figura 8.5 - Amplificador inversor.



Como vimos, o amplificador operacional possui uma impedância de entrada muito alta, de modo que a corrente que flui por  $R_1$  é desviada diretamente para  $R_2$ . Aplicando a lei de Ohm aos dois resistores, temos:

$$\frac{V_i - V_e}{R_1} = \frac{-(V_o - V_e)}{R_2} \Rightarrow -\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_o - V_e}{V_i - V_e} \quad (1)$$

Mas, em princípio, a tensão  $V_o$  é o resultado da *amplificação*  $A_o$  da tensão diferencial de entrada, representada por  $V_e$ , ou seja:

$$V_o = A_o \cdot V_e \Rightarrow V_e = \frac{V_o}{A_o}$$

Como o amplificador operacional possui um ganho de tensão muito elevado, no limite, podemos afirmar que se  $A_o \rightarrow \infty$ , então  $V_e \rightarrow 0$ .

Sendo  $V_e = 0$ , é como se o terminal  $V^-$  estivesse aterrado, tal como  $V^+$ . Portanto, dizemos que o terminal  $V^-$  comporta-se como um *terra virtual*.

Voltando à expressão (1), obtemos:

$$-\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_o - V_e}{V_i - V_e} \Rightarrow -\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_o - 0}{V_i - 0} \Rightarrow -\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_o}{V_i}$$

A relação  $V_o / V_i$  reflete a *amplificação* do sinal efetivamente aplicado na entrada do circuito ( $V_i$ ). Por ser um circuito composto por um resistor de realimentação entre a saída e a entrada ( $R_2$ ), essa relação é denominada *ganho de tensão de malha fechada*, que representamos por  $A_v$ .

Assim, o ganho do amplificador inversor é dado por:

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

O *sinal negativo* na fórmula do ganho reflete a *inversão de fase* que ocorre no sinal de saída em relação ao sinal de entrada.



## Exercícios Resolvidos

1) Dado o circuito da Figura 8.6, determine a forma de onda da tensão de saída.

Dados:

- $R_1 = 1\text{k}\Omega$
- $R_2 = 15\text{k}\Omega$
- $R_L = 10\text{k}\Omega$
- $V_{CC} = \pm 12\text{V}$
- $V_i = 200\text{mV}$

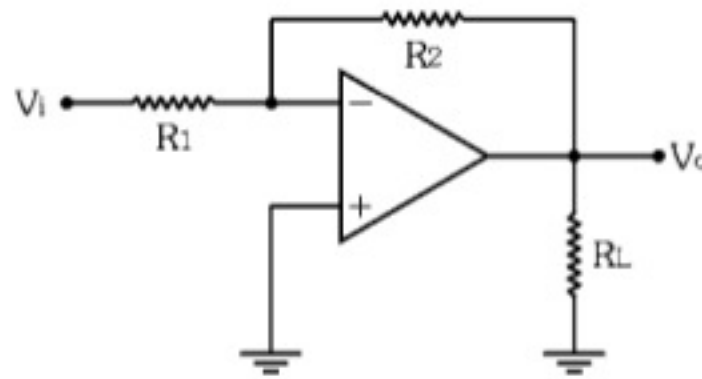


Figura 8.6 - Aplicação do amplificador inversor.

Trata-se de um amplificador inversor, cujo ganho de tensão é:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow A_v = -\frac{15 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} \Rightarrow A_v = -15$$

A tensão de saída, nesse caso, vale:

$$V_o = A_v \cdot V_i \Rightarrow V_o = -15 \cdot 200 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_o = -3\text{V}$$

A Figura 8.7 mostra as formas de onda na entrada e na saída.

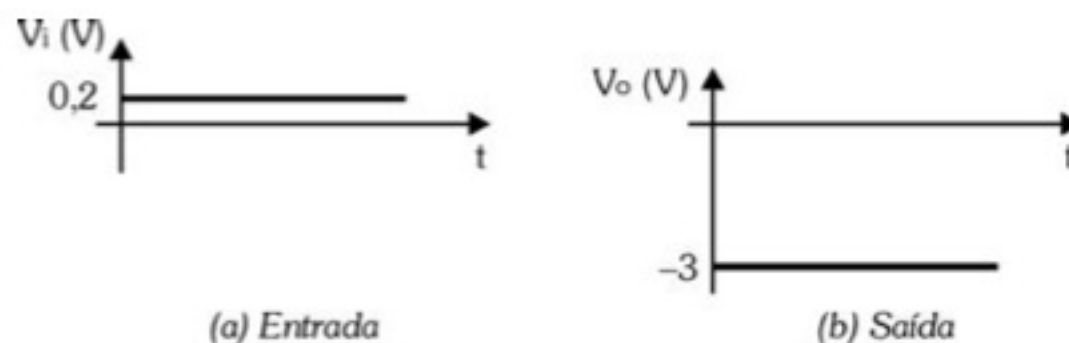


Figura 8.7 - Formas de onda no circuito.

2) Determine a forma de onda das tensões de entrada e de saída do amplificador do exercício 1 caso  $v_i = 500 \cdot \cos \omega t$  [mV].

Trata-se de um sinal cossenoidal cujo valor de pico é de 500mV. Nesse caso, o módulo da tensão de pico de saída vale:

$$V_o = 15 \cdot V_i \Rightarrow V_o = 15 \cdot 500 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_o = 7,5\text{V}$$

Como o ganho é negativo, a expressão da tensão de saída será:

$$v_o = -7,5 \cdot \cos \omega t \text{ [V]}$$



O sinal negativo indica que o sinal de entrada aparece na saída com uma inversão de fase, conforme a Figura 8.8.

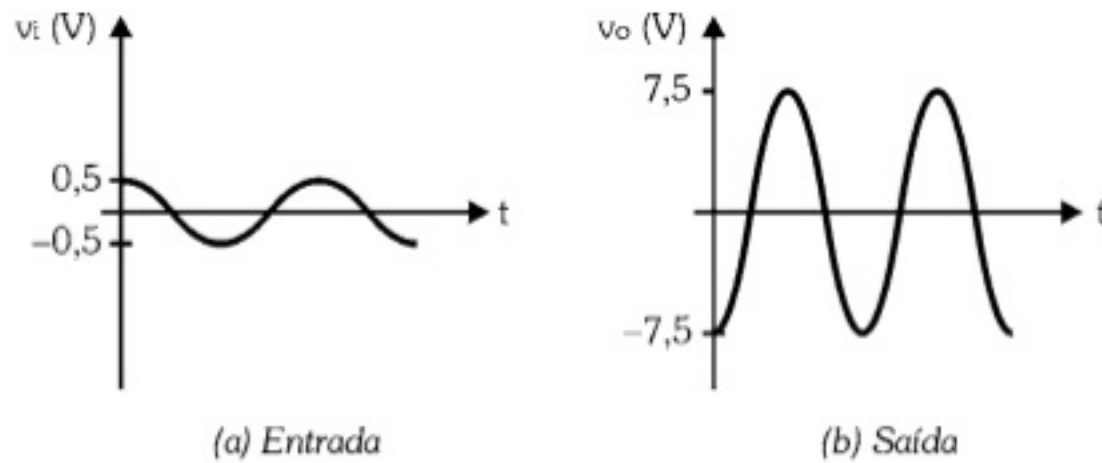


Figura 8.8 - Formas de onda no circuito.

- 3) O que ocorreria no amplificador do exercício anterior caso a tensão de entrada fosse  $v_i = 2 \cdot \cos \omega t$  [V], sabendo que a tensão de saída satura em 95% de  $V_{CC}$ ?

A tensão de saturação do amplificador operacional é a máxima tensão que ele pode fornecer em sua saída, seja ela positiva ou negativa.

Para esse amplificador operacional ela vale:

$$V_{\text{sat}} = \pm 0,95 \cdot V_{CC} \Rightarrow V_{\text{sat}} = \pm 0,95 \cdot 12 \Rightarrow V_{\text{sat}} = \pm 11,4 \text{V}$$

Como o módulo do ganho desse circuito é 15, a máxima tensão de entrada que pode ser aplicada ao amplificador sem que ele sature vale:

$$A_v = \frac{V_{\text{sat}}}{V_{\text{imáx}}} \Rightarrow V_{\text{imáx}} = \frac{V_{\text{sat}}}{A_v} \Rightarrow V_{\text{imáx}} = \frac{\pm 11,4}{15} \Rightarrow V_{\text{imáx}} = \pm 0,76 \text{V}$$

No entanto, a tensão de pico na entrada é de 2V, de modo que o sinal amplificado sairá distorcido, como indica a Figura 8.9.

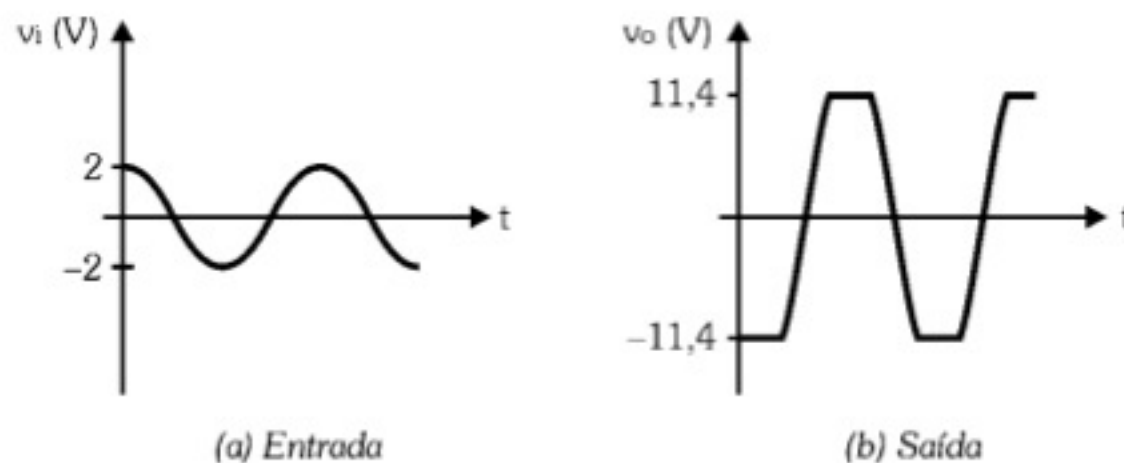


Figura 8.9 - Formas de onda no circuito.



## 8.2.2. Amplificador Não Inversor

O circuito do *amplificador não inversor* está na Figura 8.10.

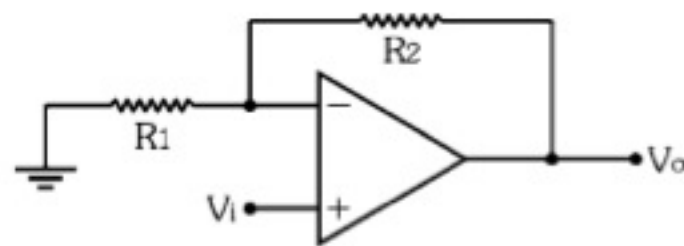


Figura 8.10 - Amplificador não inversor.

Neste, o resistor da entrada inversora ( $R_1$ ) está *aterrado* e há também um resistor de realimentação ( $R_2$ ) que liga a saída à entrada inversora. O sinal de entrada  $V_i$  é ligado diretamente ao terminal *não inversor*, de modo que o sinal amplificado não terá fase invertida.

Nesse amplificador, o ganho de tensão de malha fechada é dado por:

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

### Exercícios Resolvidos

1) Dado o circuito da Figura 8.11, determine a forma de onda da tensão de saída.

Dados:

- $R_1 = 1\text{k}\Omega$
- $R_2 = 15\text{k}\Omega$
- $R_L = 10\text{k}\Omega$
- $V_{CC} = \pm 12\text{V}$
- $V_i = 200\text{mV}$

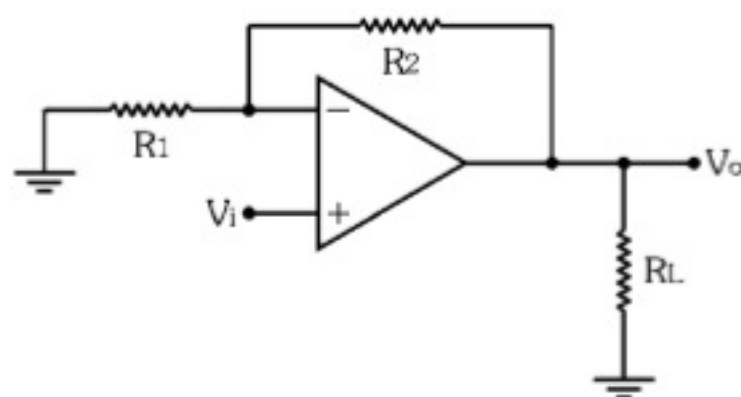


Figura 8.11 - Aplicação do amplificador não inversor.

Trata-se de um amplificador não inversor, cujo ganho de tensão é:

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow A_v = 1 + \frac{15 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} \Rightarrow A_v = 16$$

A tensão de saída, nesse caso, vale:

$$V_o = A_v \cdot V_i \Rightarrow V_o = 16 \cdot 200 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_o = 3,2\text{V}$$



A Figura 8.12 apresenta as formas de onda na entrada e na saída.

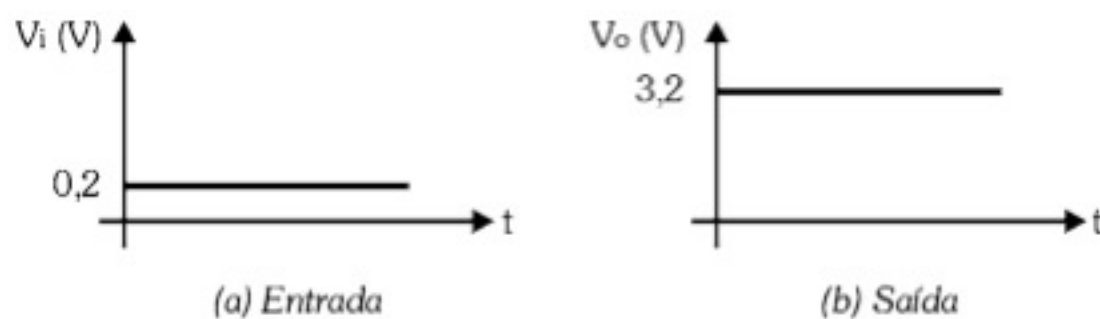


Figura 8.12 - Formas de onda no circuito.

- 2) Determine a forma de onda das tensões de entrada e de saída do amplificador do exercício 1 caso  $v_i = 500 \cdot \cos \omega t$  [mV].

Trata-se de um sinal cossenoidal cujo valor de pico é de 500mV. Nesse caso, o módulo da tensão de pico de saída vale:

$$V_o = 16 \cdot V_i \Rightarrow V_o = 16 \cdot 500 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_o = 8V$$

Assim, a expressão da tensão de saída será:

$$v_o = 8 \cdot \cos \omega t \text{ [V]}$$

Ao contrário do que acontece na montagem anterior, no amplificador não inversor não ocorre inversão de fase na saída, conforme a Figura 8.13.

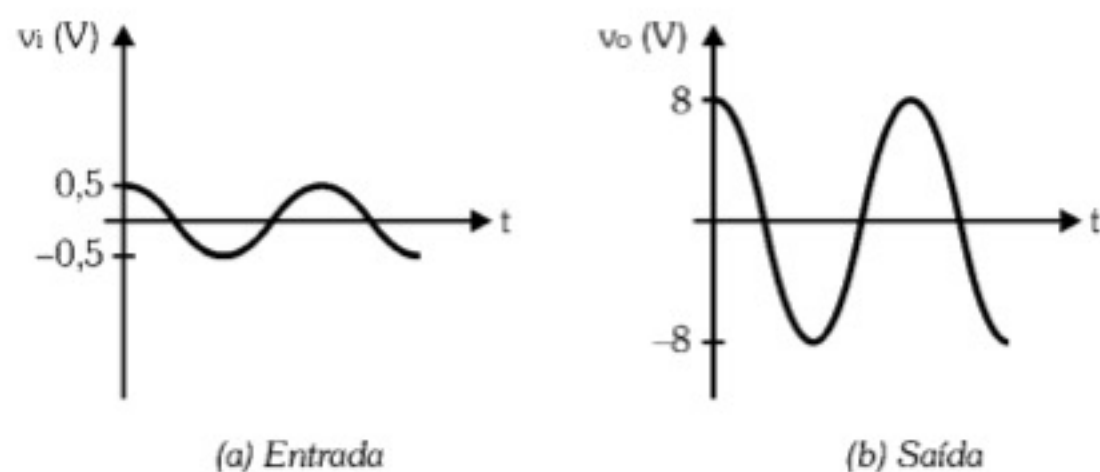


Figura 8.13 - Formas de onda no circuito.

### 8.2.3. Somador de Tensão

O *somador de tensão* é basicamente um amplificador inversor com *diversas entradas*, cada uma com um ganho que depende do valor do respectivo resistor, conforme indica a Figura 8.14.



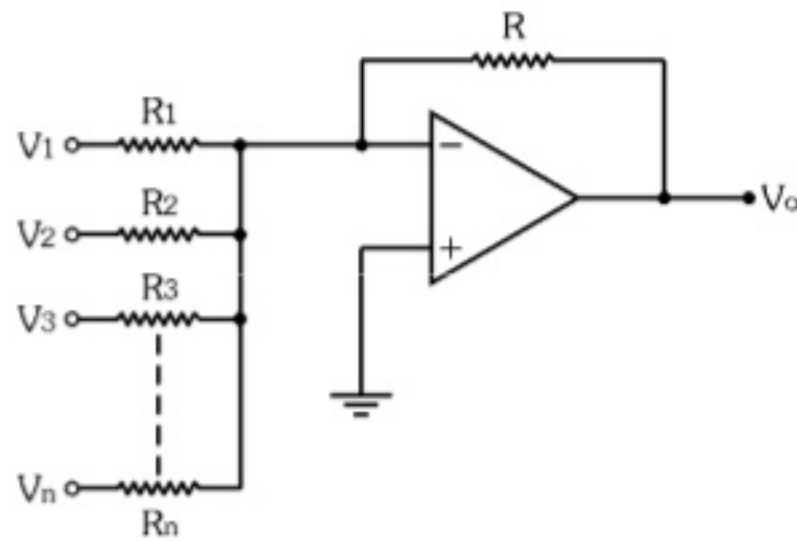


Figura 8.14 - Somador de tensão.

A expressão da tensão de saída no caso em que  $R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n$  é a seguinte:

$$V_o = -\frac{R}{R_n} \cdot (V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n)$$

Ainda, caso  $R = R_n$ , a expressão fica reduzida a:

$$V_o = -(V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n)$$

### 8.2.4. Subtrator de Tensão

O *subtrator de tensão* é basicamente um *amplificador diferencial* com o mesmo ganho nas entradas inversora e não inversora, conforme mostra o circuito da Figura 8.15.

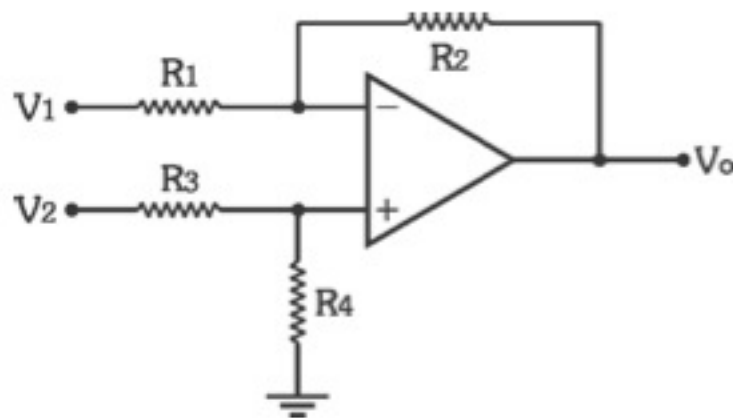


Figura 8.15 - Subtrator de tensão.

A expressão da tensão de saída é a seguinte:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$

Caso  $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$ , a expressão da tensão de saída é:



$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1)$$

Ainda, caso  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , a expressão fica reduzida a:

$$V_o = V_2 - V_1$$

## Exercícios Resolvidos

1) Determinar a tensão de saída  $V_o$  dos circuitos apresentados em seguida:

a)

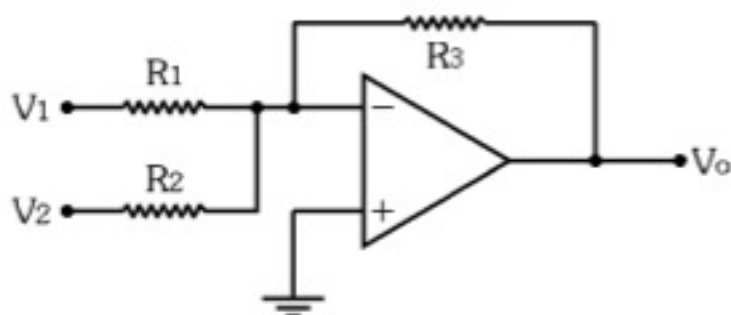


Figura 8.16 - Aplicação do somador de tensão.

Dados:

- $R_1 = 10\text{k}\Omega$
- $R_2 = 10\text{k}\Omega$
- $R_3 = 10\text{k}\Omega$
- $V_{CC} = \pm 12\text{V}$
- $V_1 = 1\text{V}$
- $V_2 = 3\text{V}$

Como  $R_1 = R_2 = R_3 = 10\text{k}\Omega$ , a tensão de saída vale:

$$V_o = -(V_1 + V_2) \Rightarrow V_o = -(1 + 3) \Rightarrow V_o = -4\text{V}$$

b)

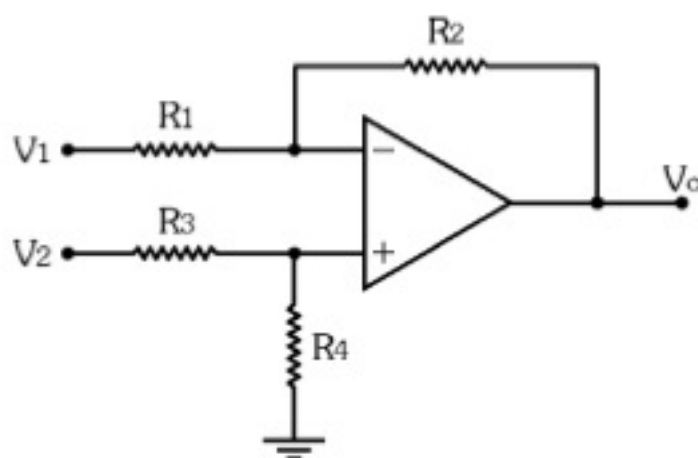


Figura 8.17 - Aplicação do subtrator de tensão.

Dados:

- $R_1 = 2,2\text{k}\Omega$
- $R_2 = 22\text{k}\Omega$
- $R_3 = 1\text{k}\Omega$
- $R_4 = 10\text{k}\Omega$
- $V_{CC} = \pm 12\text{V}$
- $V_1 = 0,25\text{V}$
- $V_2 = 1\text{V}$

Trata-se de um subtrator de tensão.

Como  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = 10$ , a tensão de saída vale:

$$V_o = 10(V_2 - V_1) \Rightarrow V_o = 10(1 - 0,25) \Rightarrow V_o = 7,5\text{V}$$



- 2) Determine as formas de ondas das tensões de entrada e de saída do exercício 1(a), considerando-se  $V_1 = 1V$  e  $v_2 = 3.\text{sen}\omega t [V]$ .

Assim como no exercício 1(a), a tensão de saída vale:

$$v_o = -(V_1 + V_2) \Rightarrow v_o = -(1 + 3.\text{sen}\omega t) \Rightarrow v_o = (-1 - 3.\text{sen}\omega t)V$$

Nesse caso, a tensão de saída tem uma componente DC dada por  $V_1$  somada a uma componente AC dada por  $v_2$ . Tanto o sinal DC como o AC aparecem na saída invertidos (ganho negativo), conforme a Figura 8.18.

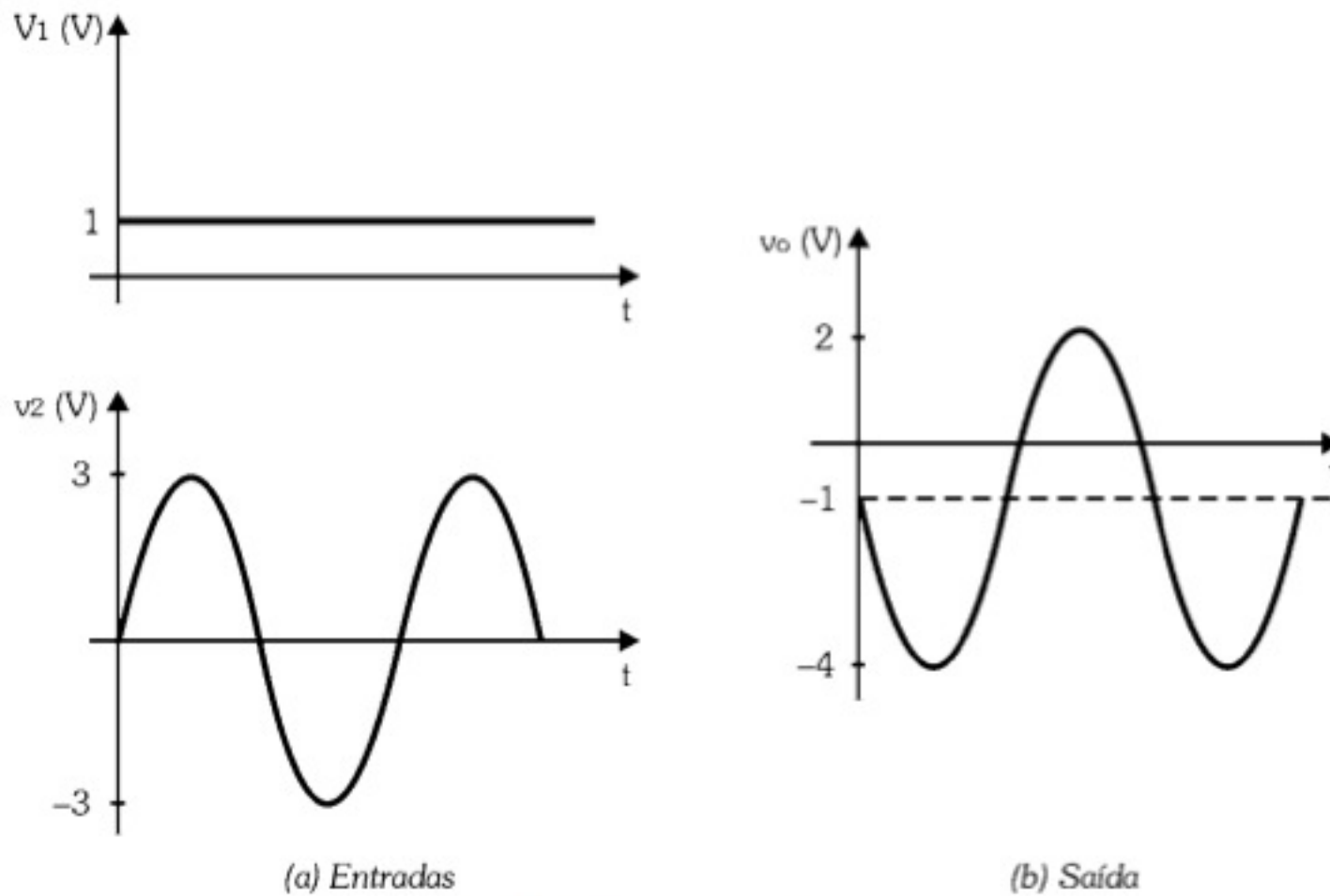


Figura 8.18 - Formas de onda no circuito.

- 3) Dado o circuito a seguir, determine a expressão de saída ( $V_o$ ) em função de A, B e C.

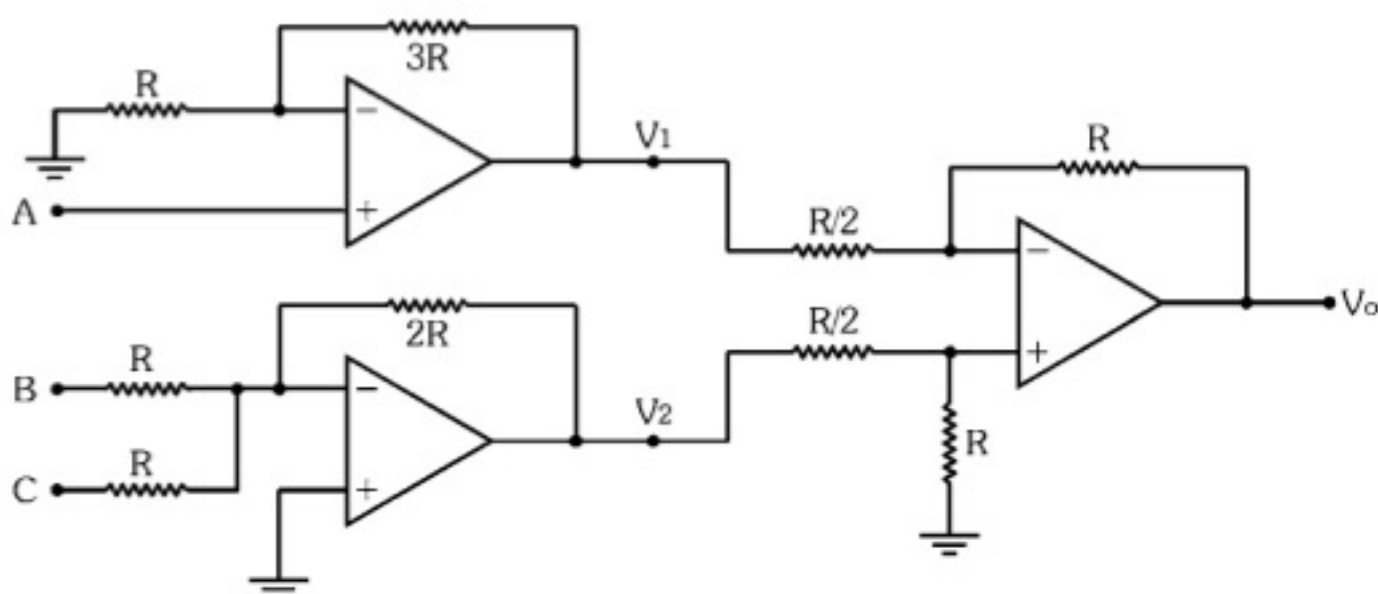


Figura 8.19 - Circuito de aplicação.



Cálculo de  $V_1$ :

Trata-se da saída de um amplificador não inversor cuja expressão é dada por:

$$V_1 = \left(1 + \frac{3R}{R}\right)A \Rightarrow V_1 = 4.A$$

Cálculo de  $V_2$ :

Trata-se da saída de um somador de tensão cuja expressão é dada por:

$$V_2 = -\frac{2R}{R} \cdot (B + C) \Rightarrow V_2 = -2 \cdot (B + C)$$

Cálculo de  $V_o$ :

Na saída tem-se um subtrator de tensão cuja expressão é dada por:

$$V_o = \frac{R}{R/2} \cdot (V_2 - V_1) \Rightarrow V_o = 2[-2 \cdot (B + C) - 4.A] \Rightarrow$$

$$V_o = -8.A - 4.B - 4.C$$

### 8.2.5. Comparadores de Tensão

Há várias maneiras de implementar um circuito *comparador de tensão* em função da tensão de referência usada na comparação (zero, positiva ou negativa) e em função da tensão de saída desejada após a comparação (zero, positiva ou negativa).

Tomemos como base o circuito da Figura 8.20.

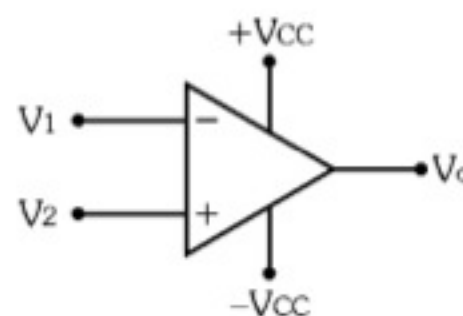


Figura 8.20 - Circuito básico do comparador de tensão.

Como já mencionado anteriormente, o ganho de tensão do amplificador operacional em malha aberta (sem realimentação) é muito elevado, portanto  $V_o$  terá dois valores possíveis:

$$V_o = +V_{sat} \text{ quando } V_2 > V_1$$

$$V_o = -V_{sat} \text{ quando } V_1 > V_2$$



Em seguida, apresentamos alguns tipos que são suficientes para possibilitar a implementação de diversos outros comparadores.

Cada comparador possui uma *curva de transferência* que representa o seu comportamento, ou seja, que indica a tensão da saída a partir da tensão da entrada.

### Comparadores de Zero

A Figura 8.21(a) mostra o circuito do *comparador de zero não inversor* cuja saída é positiva quando  $V_i > 0$  e negativa quando  $V_i < 0$ . A Figura 8.21(b) mostra a curva de transferência desse comparador.

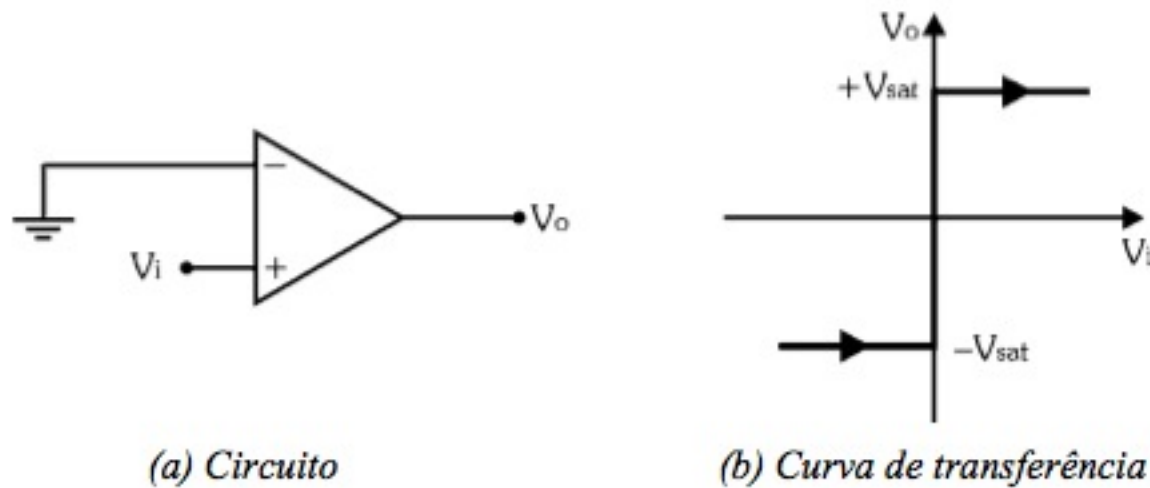


Figura 8.21 - Comparador de zero não inversor.

A Figura 8.22(a) mostra o circuito do *comparador de zero inversor* cuja saída é positiva quando  $V_i < 0$  e negativa quando  $V_i > 0$ . A Figura 8.22(b) exibe a curva de transferência desse comparador.

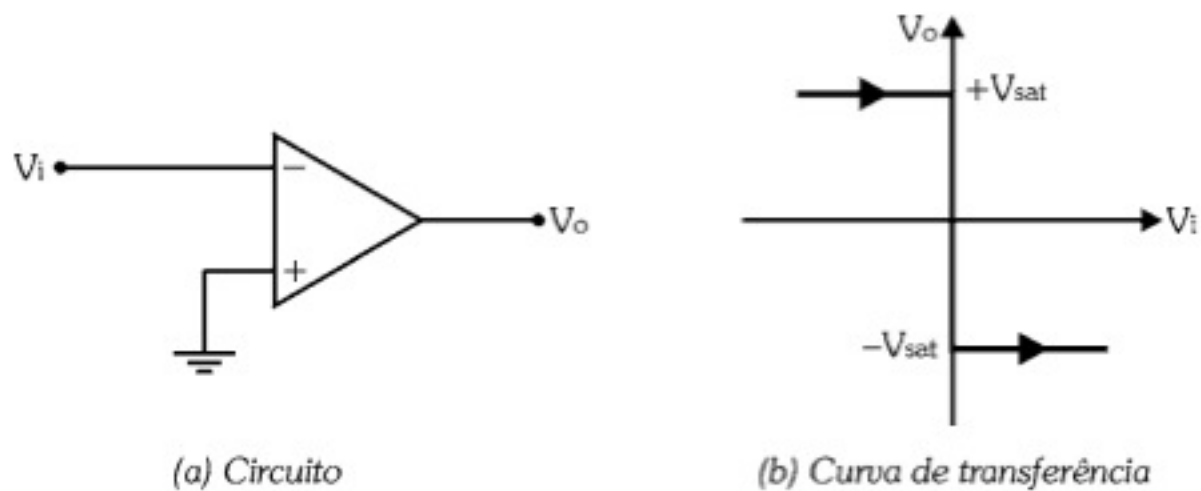


Figura 8.22 - Comparador de zero inversor.



## Exercícios Resolvidos

Esboce os sinais de entrada e saída dos circuitos comparadores dados a seguir:

a)

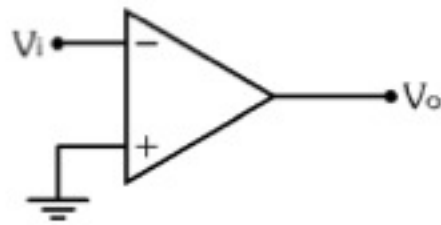


Figura 8.23 - Circuito comparador.

Dados:

- $v_i = 10 \cdot \text{sen} \omega t$  [V]
- $V_{CC} = \pm 12V$
- $V_{\text{sat}} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$

Trata-se de um comparador de zero inversor no qual  $V_o = -V_{\text{sat}}$  quando  $v_i > 0$  e  $V_o = +V_{\text{sat}}$  quando  $v_i < 0$ .

Como  $V_{\text{sat}} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$ , tem-se:

$$V_{\text{sat}} = \pm 0,95 \cdot 12 \Rightarrow V_{\text{sat}} = \pm 11,4V$$

A Figura 8.24 apresenta o esboço das formas de onda desse circuito.

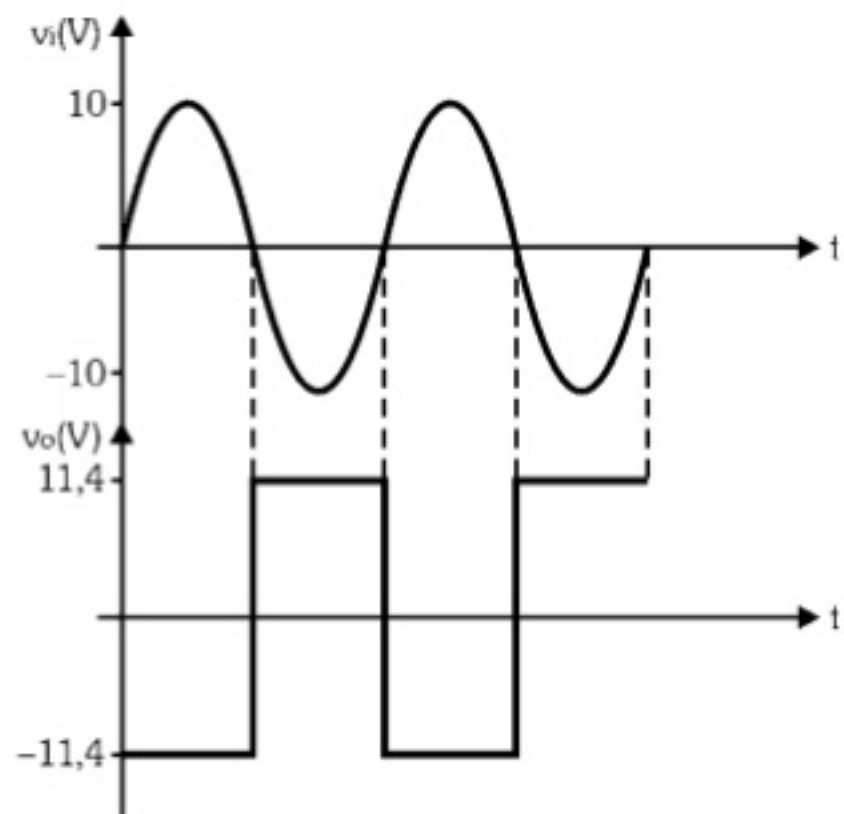


Figura 8.24 - Formas de onda.

b)

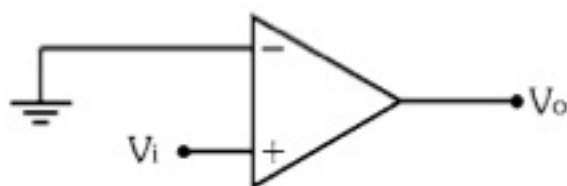


Figura 8.25 - Circuito comparador.

Dados:

- $v_i = 10 \cdot \text{sen} \omega t$  [V]
- $V_{CC} = \pm 12V$
- $V_{\text{sat}} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$



Trata-se de um comparador de zero não inversor no qual  $V_o = +V_{sat}$  quando  $v_i > 0$  e  $V_o = -V_{sat}$  quando  $v_i < 0$ .

Dado que  $V_{sat} = \pm 11,4V$  (como no exercício anterior), têm-se as formas de onda representadas na Figura 8.26.

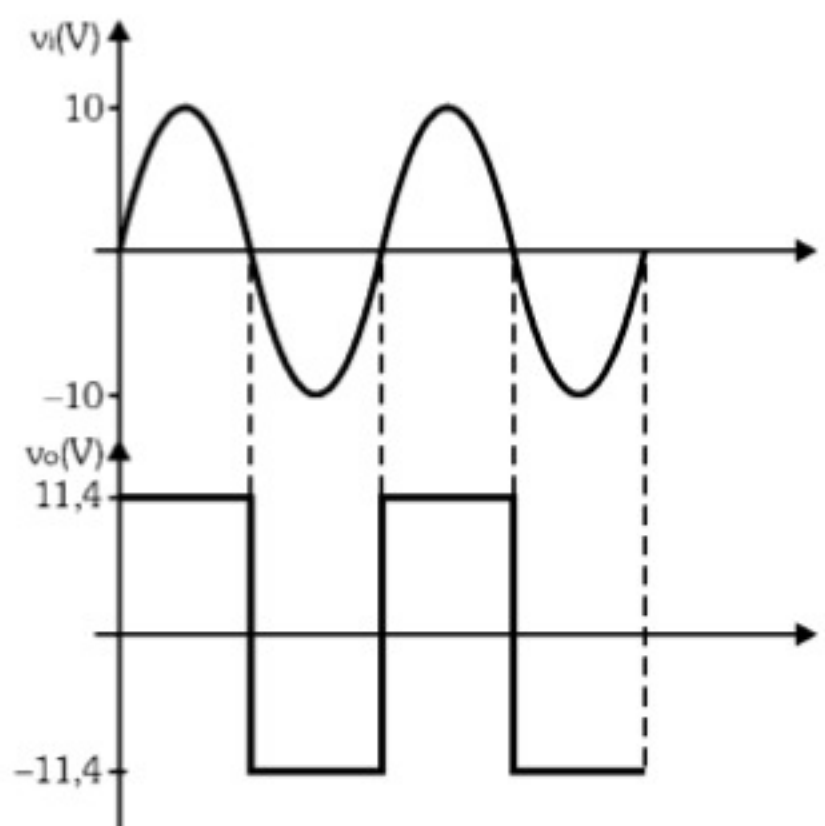


Figura 8.26 - Formas de onda.

### Comparadores de Nível

A Figura 8.27(a) apresenta o circuito do *comparador de nível não inversor* cuja tensão de referência  $V_R$  é dada por um potenciômetro. Nesse circuito a saída é positiva quando  $V_i > V_R$  e negativa quando  $V_i < V_R$ . A Figura 8.27(b) mostra a curva de transferência desse comparador, considerando-se  $V_R > 0$ .

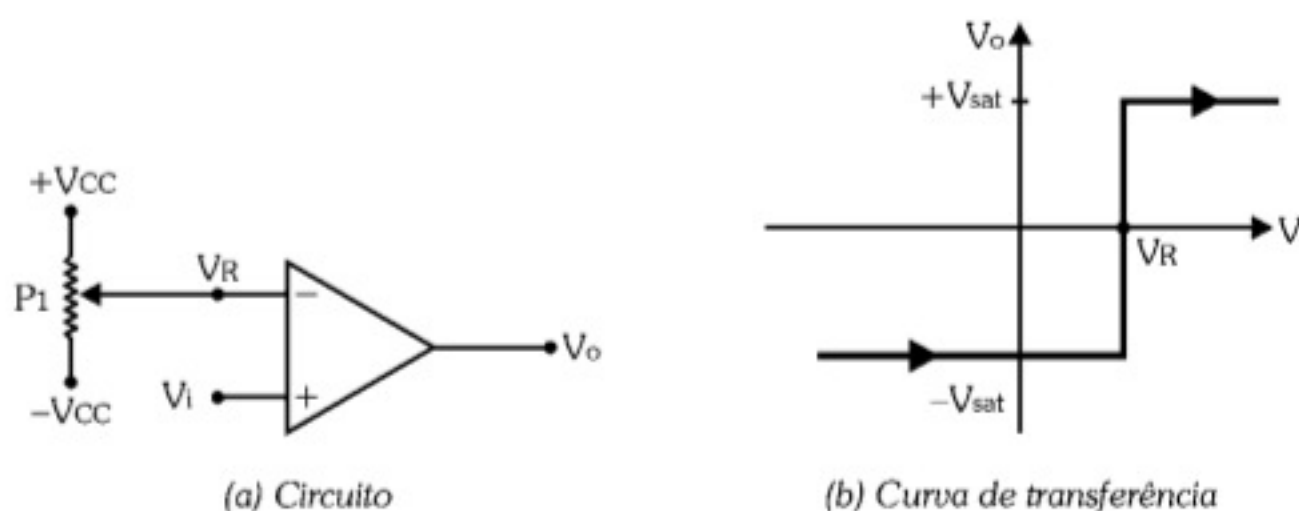


Figura 8.27 - Comparador de nível não inversor.

Na Figura 8.28(a) observe o circuito do *comparador de nível inversor* cuja tensão de referência  $V_R$  é também positiva, mas cuja saída é positiva quando  $V_i < V_R$  e negativa quando  $V_i > V_R$ . A Figura 8.28(b) mostra a curva de transferência desse comparador.



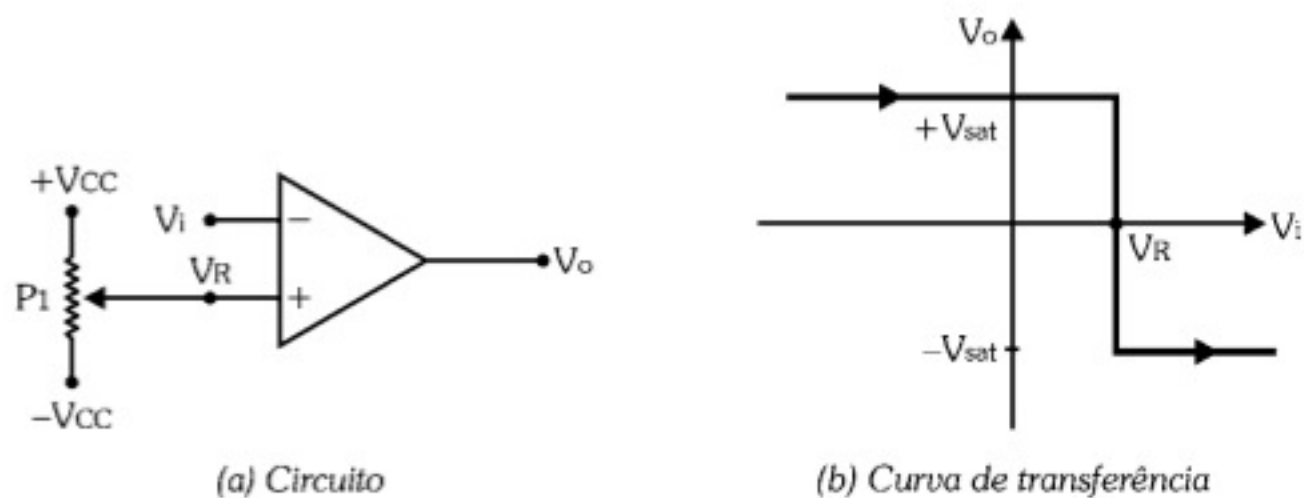


Figura 8.28 - Comparador de nível inversor.

Note que, nos dois circuitos comparadores de nível, pode-se ajustar  $V_R$  de  $+V_{CC}$  a  $-V_{CC}$  de acordo com a necessidade.

### Exercícios Resolvidos

Esboce os sinais de entrada e saída dos circuitos comparadores dados a seguir:

a)

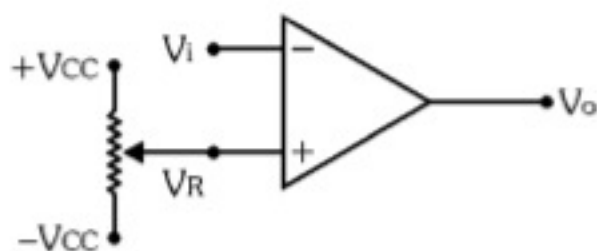


Figura 8.29 - Circuito comparador.

Dados:

- $v_i = 10 \cdot \text{sen} \omega t$  [V]
- $V_{CC} = \pm 12V$
- $V_{sat} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$
- $V_R = 7V$

Trata-se de um comparador de nível inversor no qual  $V_o = -V_{sat}$  quando  $v_i > 7V$  ( $V_R$ ) e  $V_o = +V_{sat}$  quando  $v_i < 7V$  ( $V_R$ ).

Como  $V_{sat} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$ , tem-se:

$$V_{sat} = \pm 0,95 \cdot 12 \Rightarrow V_{sat} = \pm 11,4V$$

A Figura 8.30 exibe o esboço das formas de onda desse circuito.

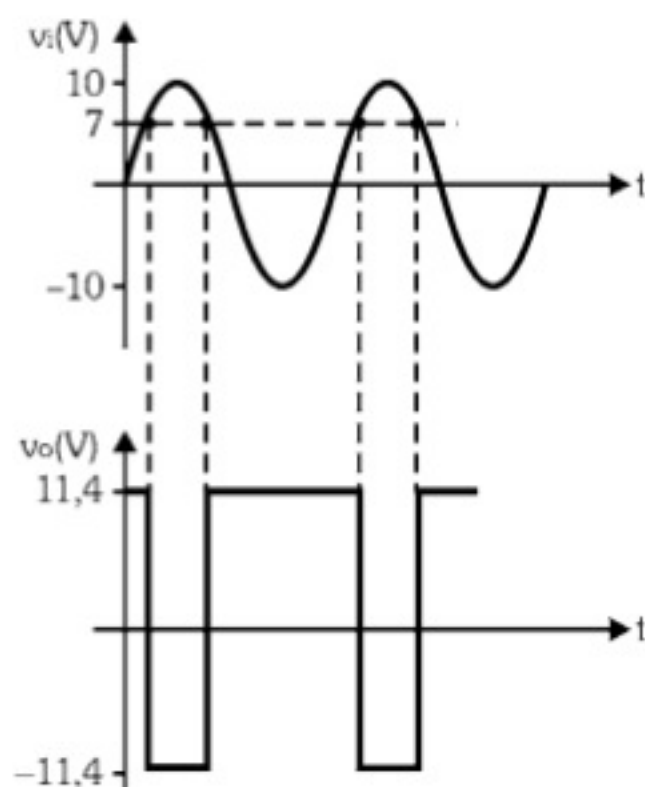


Figura 8.30 - Formas de onda.



b)

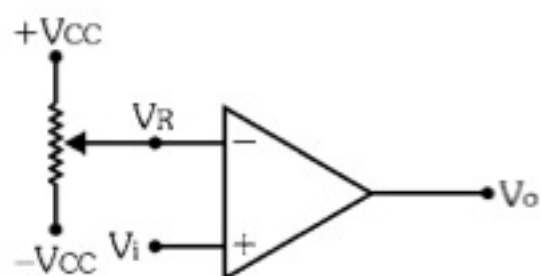


Figura 8.31 - Circuito comparador.

Dados:

- $v_i = 10 \cdot \text{sen}\omega t$  [V]
- $V_{CC} = \pm 12V$
- $V_{\text{sat}} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$
- $V_R = 7V$

Trata-se de um comparador de nível não inversor no qual  $V_o = +V_{\text{sat}}$  quando  $v_i > 7V$  ( $V_R$ ) e  $V_o = -V_{\text{sat}}$  quando  $v_i < 7V$  ( $V_R$ ).

Dado que  $V_{\text{sat}} = \pm 11,4V$  (como no exercício anterior), têm-se as formas de onda representadas na Figura 8.32.

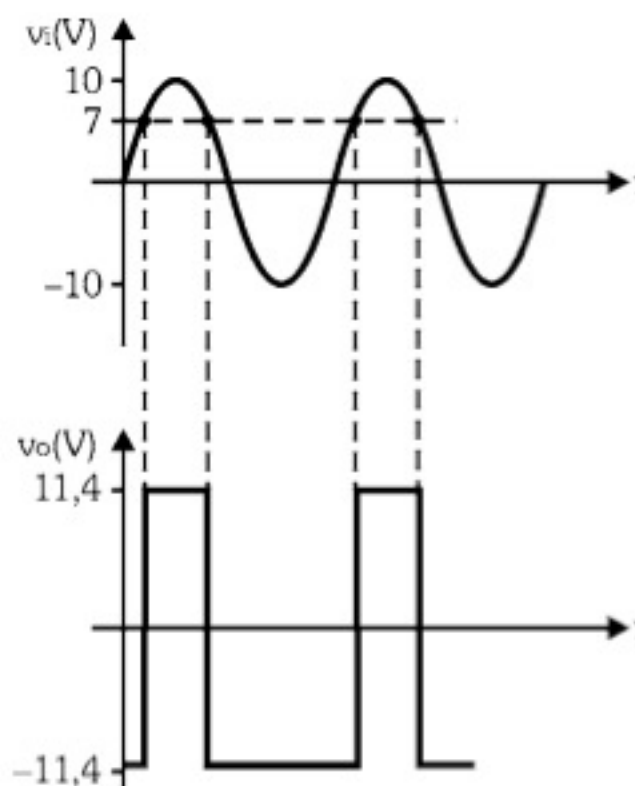


Figura 8.32 - Formas de onda.

### Schmitt Trigger

O comparador denominado *Schmitt Trigger* se diferencia dos anteriores pelo fato de gerar a tensão de referência  $V_R$  a partir da tensão de saída  $V_o$ , produzindo uma *histerese* na sua curva de transferência.

A Figura 8.33(a) mostra o circuito de um comparador *Schmitt Trigger* cuja tensão de referência  $V_R$  pode ser positiva ou negativa, dependendo da tensão de saída  $V_o$ .

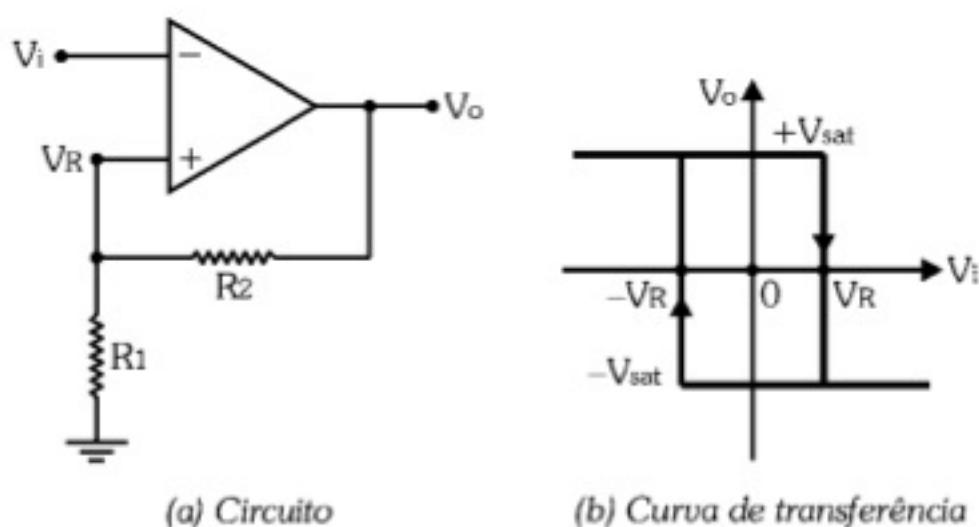


Figura 8.33 - Schmitt Trigger.



A tensão de referência  $V_R$  é dada por:

$$V_R = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_o$$

em que  $V_o = \pm V_{sat}$

A Figura 8.33(b) apresenta a curva de transferência com histerese. Quando  $V_R$  é positivo ( $V_o > 0$ ), a tensão de entrada  $V_i$  pode variar desde valores negativos até positivos menores que  $+V_R$ , sem comutar a saída. Ao atingir  $+V_R$ , a tensão  $V_i$  provoca a comutação de  $V_o$ , que passa a ser negativa, convertendo a tensão  $V_R$  também em valor negativo. Agora, a tensão de entrada  $V_i$  pode variar desde valores positivos até negativos maiores que  $-V_R$ , sem comutar a saída. A comutação só ocorre quando  $V_i$  atingir  $-V_R$  voltando o circuito ao estado inicial.

Essa histerese é útil, por exemplo, para *eliminar ruídos* de sinais, fazendo com que o circuito funcione como um *regenerador* de sinal. Para ilustrar sua utilidade, a Figura 8.34(a) esboça a saída de um comparador *Schmitt Trigger* e a Figura 8.34(b) a saída de um comparador de zero inversor, quando ambos recebem um sinal ruidoso.

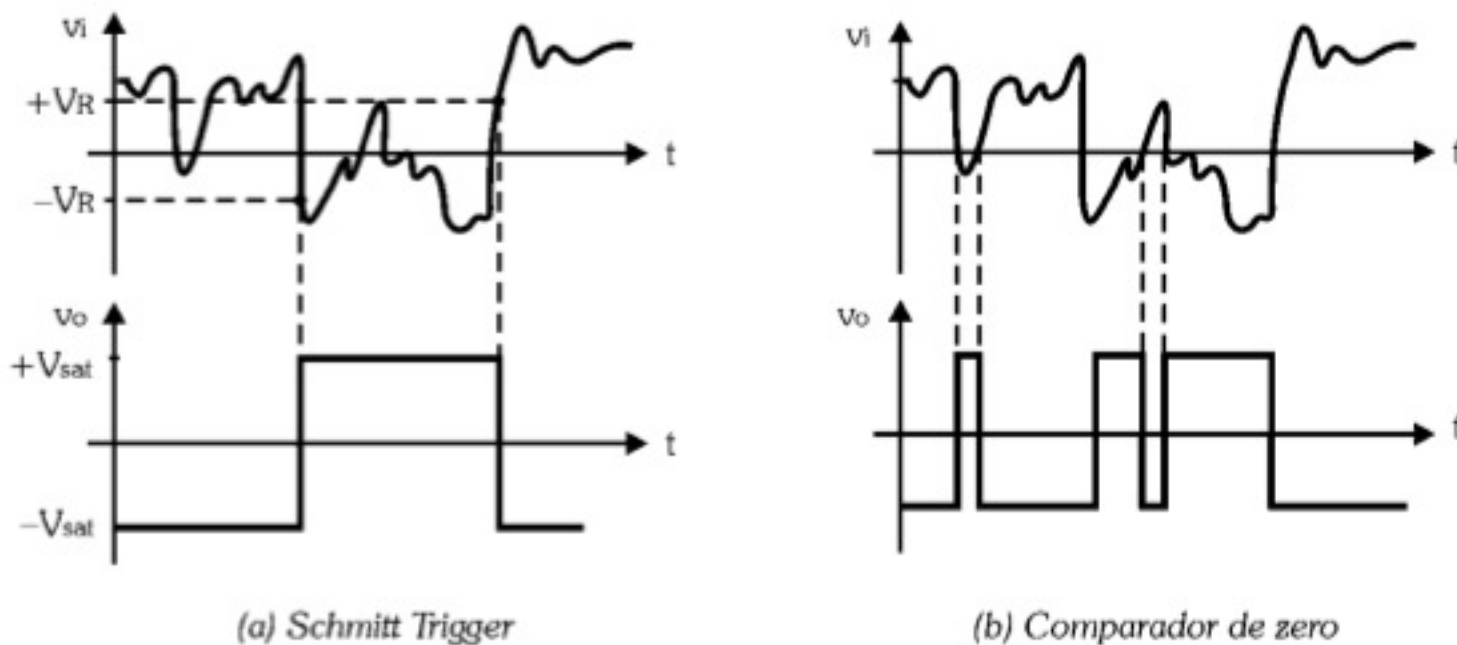


Figura 8.34 - Exemplo da aplicação.



## Exercício Resolvido

Esboce os sinais de entrada e saída do circuito comparador dado a seguir:

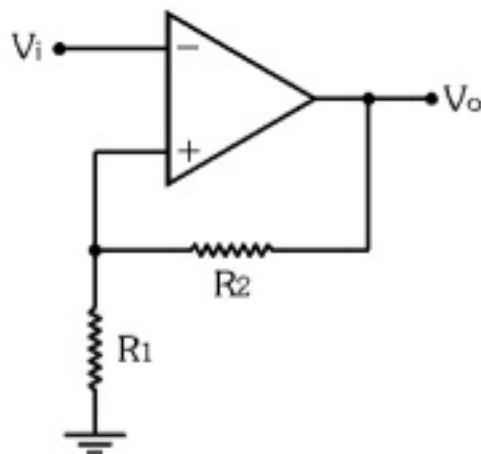


Figura 8.35 - Circuito comparador.

Dados:

- $v_i = 10 \cdot \text{sen} \omega t$  [V]
- $V_{CC} = \pm 12V$
- $V_{\text{sat}} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$
- $R_1 = 6,8k\Omega$
- $R_2 = 10k\Omega$

Trata-se de um comparador *Schmitt Trigger* inversor cuja tensão de referência vale:

$$V_R = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{\text{sat}}$$

Como  $V_{\text{sat}} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$ , tem-se:

$$V_{\text{sat}} = \pm 0,95 \cdot 12 \Rightarrow V_{\text{sat}} = \pm 11,4V$$

Assim:

$$V_R = \frac{6,8 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \cdot 11,4 \Rightarrow V_R = \pm 4,6V$$

A Figura 8.36 apresenta o esboço das formas de onda desse circuito.

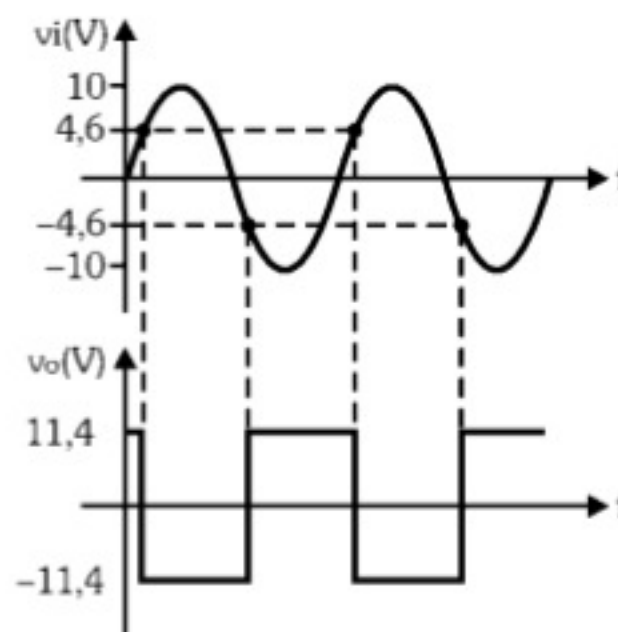


Figura 8.36 - Formas de onda.



## 8.2.6. Diferenciador e Integrador Ativos

### Diferenciador Ativo

O *diferenciador* é um *filtro passa-altas* (FPA) cuja frequência do sinal de entrada é bem menor do que a sua frequência de corte ( $f \ll f_c$ ).

Na Figura 8.37(a) observe o circuito do diferenciador ativo e na Figura 8.37(b) a sua curva de resposta em frequência.

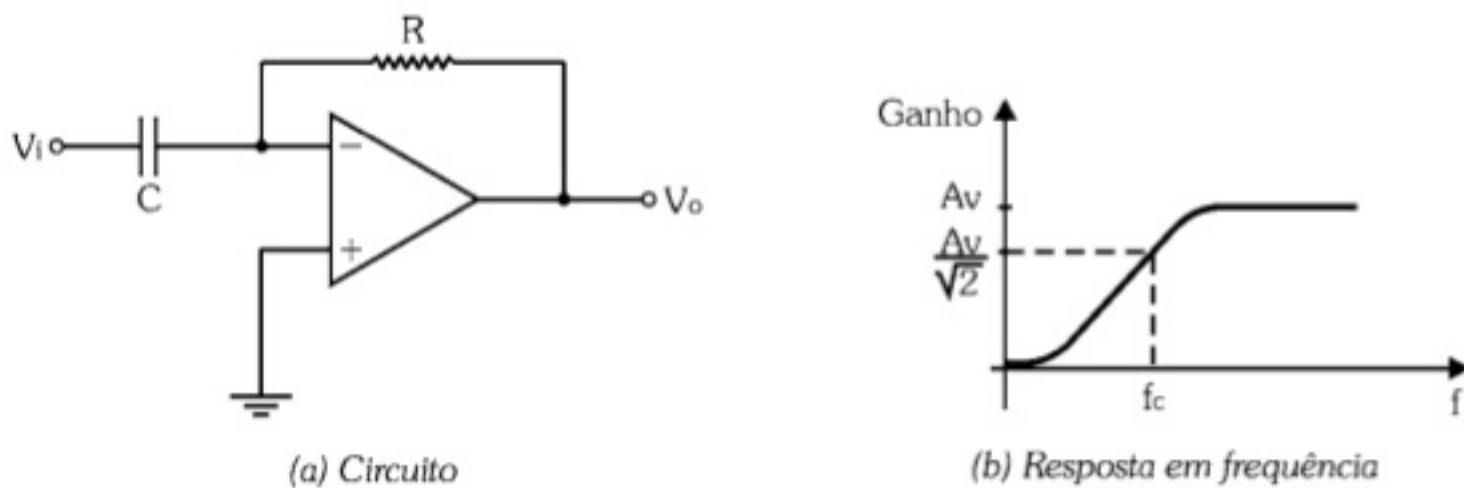


Figura 8.37 - Diferenciador ativo.

A frequência de corte desse circuito é dada por:

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

Para frequências maiores que  $f_c$ , o capacitor comporta-se como um curto-circuito, de modo que o circuito funciona como um amplificador inversor de ganho infinito, ou seja, a tensão de saída é  $V_{sat}$ .

Para frequências *bem menores* que  $f_c$ , o capacitor mantém a sua característica de *função diferencial* envolvendo corrente e tensão, de modo que a tensão de saída  $v_o$  é proporcional à *derivada* da tensão de entrada  $v_i$ , ou seja:

$$v_o = -R.C.\frac{dv_i}{dt}$$

Na prática, caso a tensão de entrada seja uma forma de onda quadrada, a tensão de saída será formada por *impulsos* positivos e negativos sincronizados com as transições da onda quadrada, conforme indica a Figura 8.38.



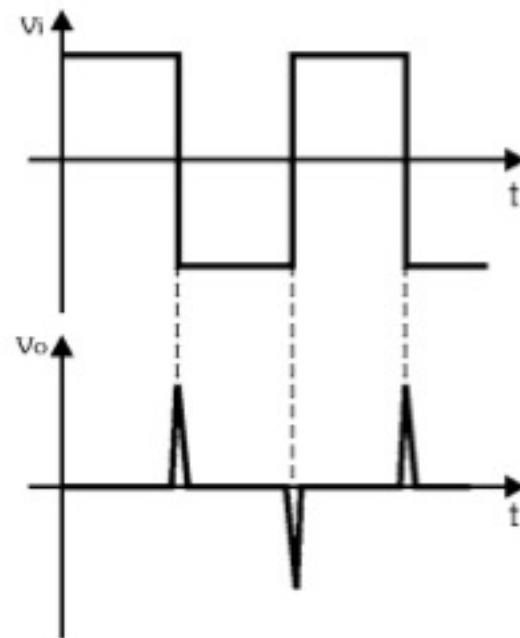


Figura 8.38 - Formas de onda.

Observe que a subida da onda quadrada produz um *impulso negativo* e a descida, um *impulso positivo*. Isso ocorre porque no diferenciador apresentado  $v_i$  é aplicada à entrada inversora do amplificador operacional.

### Integrador Ativo

O *integrador* é um *filtro passa-baixas* (FPB) cuja frequência do sinal de entrada é bem maior do que a sua frequência de corte ( $f \ll f_c$ ).

A Figura 8.39(a) exhibe o circuito do integrador ativo e a Figura 8.39(b) a sua curva de resposta em frequência.

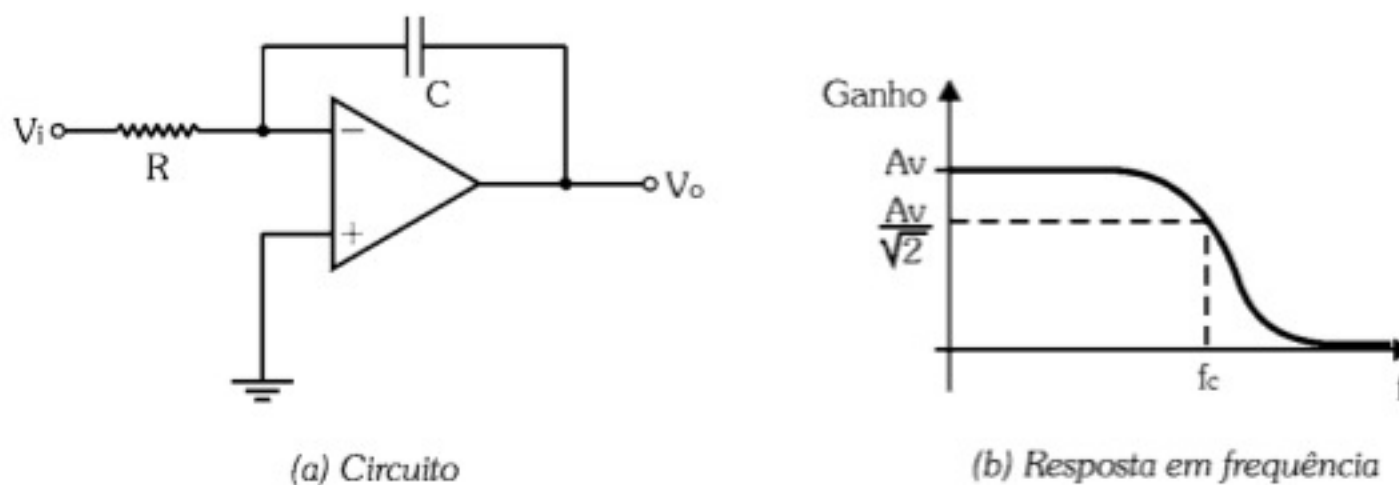


Figura 8.39 - Integrador ativo.

A frequência de corte desse circuito é dada por:

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

Para frequências menores que  $f_c$ , o capacitor comporta-se como uma alta impedância, de modo que o circuito funciona como um amplificador inversor de ganho muito elevado, ou seja, a tensão de saída é  $V_{sat}$ .



Para frequências *bem maiores* que  $f_c$ , o capacitor mantém a sua característica de função diferencial envolvendo corrente e tensão, de modo que a tensão de saída  $v_o$  é proporcional à *integral* da tensão de entrada  $v_i$ , ou seja:

$$v_o = -\frac{1}{R.C} \int v_i . dt$$

Na prática, caso a tensão de entrada seja uma forma de onda quadrada, a tensão de saída terá o aspecto de uma *onda triangular*, conforme mostra a Figura 8.40.

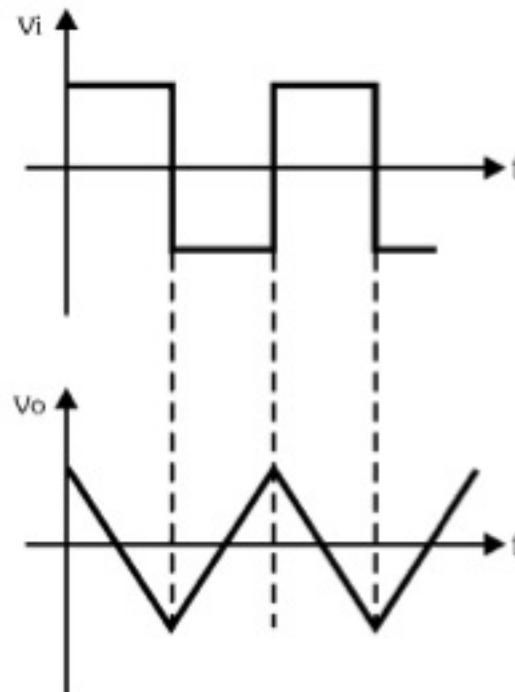


Figura 8.40 - Formas de onda.

Observe que a onda triangular é *crescente* quando a tensão de entrada é negativa e *decrecente*, quando a tensão de entrada é positiva, pelo fato de ser aplicada à entrada inversora do amplificador operacional.

### 8.3. Exercícios Propostos

8.1) O circuito da Figura 8.41 é um amplificador inversor cujo ganho varia entre  $-10$  e  $-110$ . Calcule  $P_1$ .

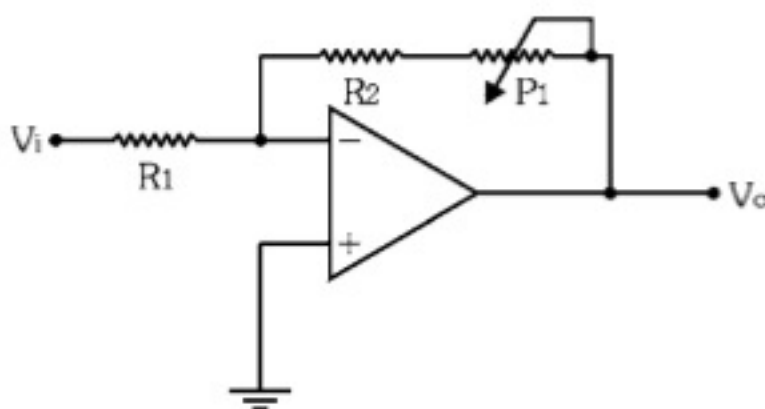


Figura 8.41 - Amplificador inversor.

Dados:

- $V_{CC} = \pm 10V$
- $R_1 = 10k\Omega$
- $R_2 = 100k\Omega$



8.2) Determine  $V_{im\acute{a}x}$  para o circuito apresentado na Figura 8.42.

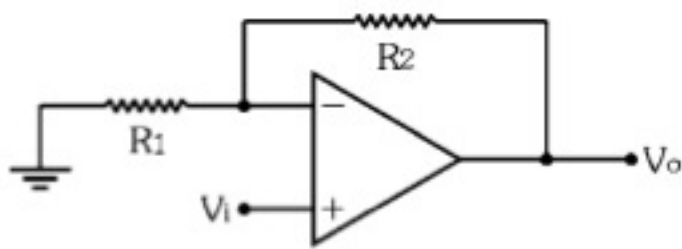


Figura 8.42 - Amplificador n\~ao inversor.

Dados:

- $V_{CC} = \pm 12V$
- $R_1 = 2,7\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 47\text{ k}\Omega$
- $V_{sat} = \pm 95\%$  de  $V_{CC}$

8.3) Com base no circuito da Figura 8.43, forneça  $V_o$  em fun\~cao de A, B, C e D.

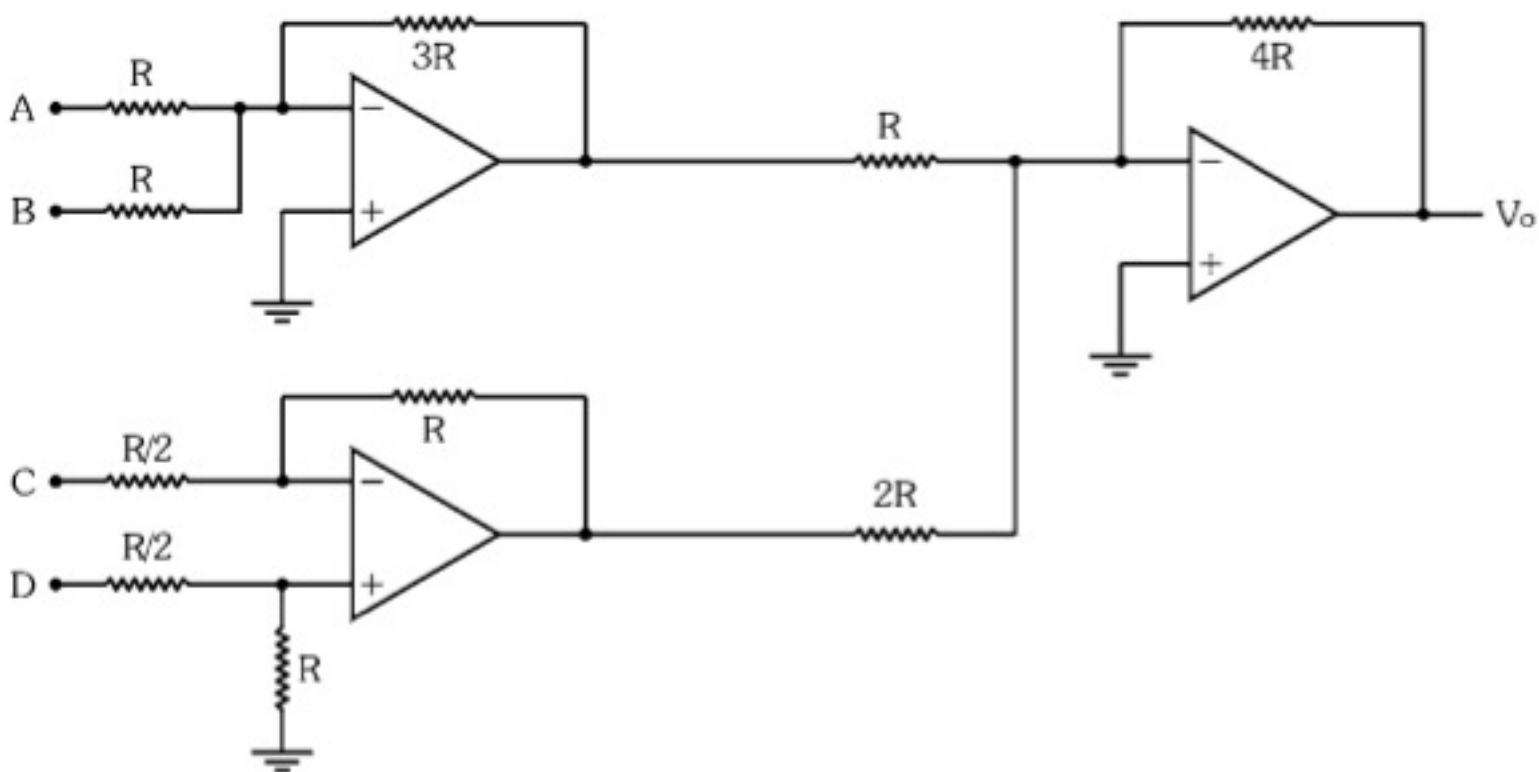


Figura 8.43 - Circuito de aplica\~cao.

8.4) Calcule  $V_R$  e forneça a curva de transfer\~encia para o circuito apresentado na Figura 8.44.

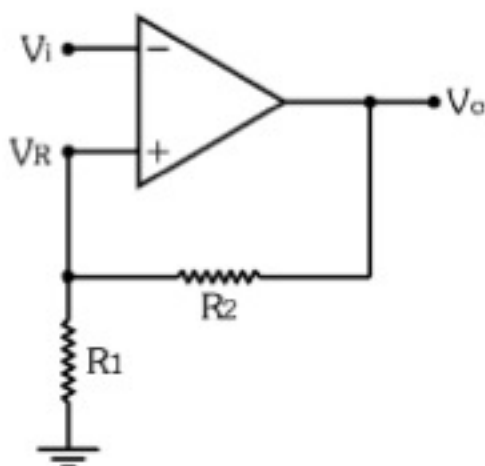


Figura 8.44 - Comparador.

Dados:

- $V_{CC} = \pm 5V$
- $R_1 = 47\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 100\text{ k}\Omega$
- $V_{sat} = \pm 90\%$  de  $V_{CC}$



## CIRCUITOS MULTIVIBRADORES

### 9.1. Introdução

Os circuitos *multivibradores* têm a função de produzir pulsos em forma de onda quadrada, e podem ser classificados em *astável*, *monoestável* e *biestável*.

O *multivibrador astável* caracteriza-se por gerar pulsos com os *dois estados não estáveis*, isto é, a sua saída oscila continuamente entre o nível baixo e o nível alto.

O *multivibrador monoestável* gera pulsos com *um estado estável e outro não estável*, isto é, a saída fica permanentemente no estado estável até que um pulso externo provoca a sua mudança para o estado não estável. Após um período predeterminado, retorna ao estado inicial.

O *multivibrador biestável* caracteriza-se por gerar pulsos com os *dois estados estáveis*, isto é, a cada pulso externo a saída muda de um estado permanente para outro, também permanente. Esse último pode ser implementado por meio de portas lógicas, recebendo a denominação de *flip-flop*.

Desses três tipos de multivibrador interessam apenas os dois primeiros, por serem mais úteis em sistemas eletrônicos analógicos, como os analisados no livro.

### 9.2. Multivibradores a Transistor

#### 9.2.1. Multivibrador Astável

O circuito apresentado na Figura 9.1 corresponde ao circuito mais simples de um *multivibrador astável a transistor*.



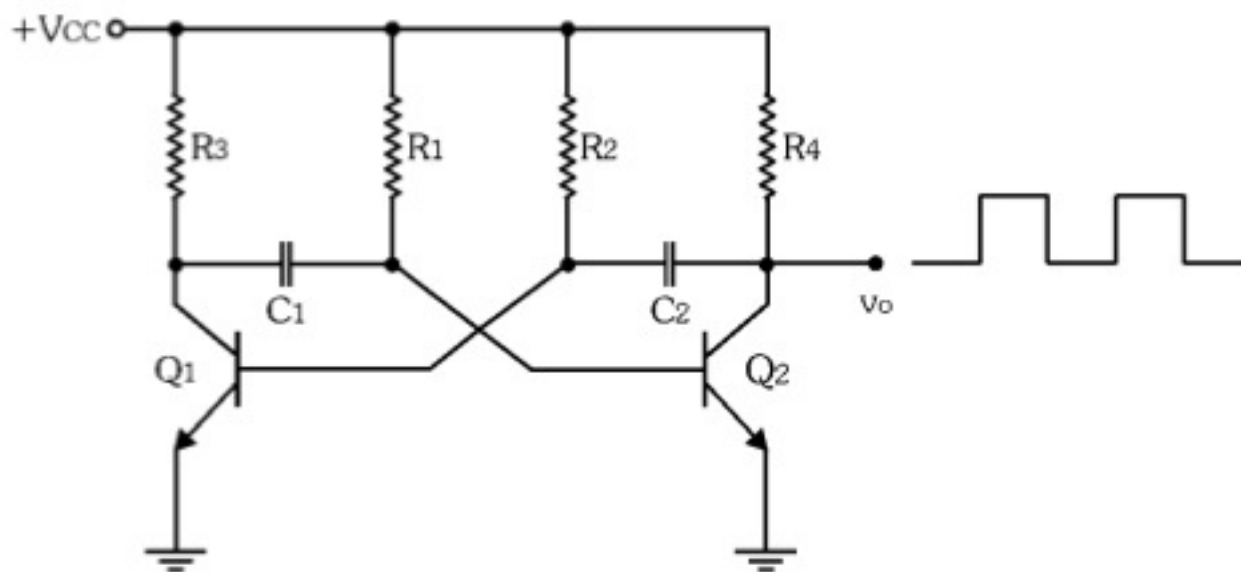


Figura 9.1 - Multivibrador astável.

A saída do circuito pode ser o coletor de Q<sub>1</sub>, o coletor de Q<sub>2</sub> ou ambos, caso haja interesse em aproveitar os dois sinais. Para efeito de análise, consideraremos como saída apenas o coletor de Q<sub>2</sub>.

Os estados não estáveis são provocados pelos transistores que se alternam entre o corte e a saturação, ou seja, quando Q<sub>1</sub> está cortado, Q<sub>2</sub> está saturado e a tensão de saída v<sub>o</sub> está em nível baixo (tensão de saturação do transistor); quando Q<sub>1</sub> está saturado, Q<sub>2</sub> está cortado e a tensão de saída está em nível alto (próxima ao valor de V<sub>CC</sub>).

Esses estados alternam-se continuamente em intervalos de tempo que dependem dos componentes ligados aos transistores, os quais devem ser do mesmo tipo (ambos NPN e de mesmo código ou equivalentes).

Para chegarmos às fórmulas que possibilitam o projeto do multivibrador astável transistorizado, fazemos, inicialmente, algumas considerações quanto a valores a serem utilizados para os transistores nas condições de corte e saturação:

- $V_{CEsat} \cong 0,3V$  e  $V_{CEcorte} \cong V_{CC}$
- $V_{BEsat} \cong 0,7V$  e  $V_{BEcorte} < 0,6V$
- $h_{FEsat} \cong h_{FEmin} / 2$

Nesse circuito, R<sub>3</sub> e R<sub>4</sub> devem ser iguais e são dimensionados para limitar a corrente nos transistores quando eles estiverem saturados. Uma vez adotado o valor da corrente de coletor de saturação I<sub>Csat</sub> em função do tipo de transistor, o valor de R<sub>3</sub> e de R<sub>4</sub> pode ser determinado por:

$$R_3 = R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_{Csat}}$$

Os resistores R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub>, juntamente com os capacitores C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub>, constituem células RC cujas constantes de tempo definem o semiperíodo em que cada transistor está saturado



ou cortado, ou seja, eles são responsáveis por determinar o período da forma de onda de saída.

A Figura 9.2 mostra as formas de onda resultantes no coletor de Q<sub>1</sub> e de Q<sub>2</sub>.

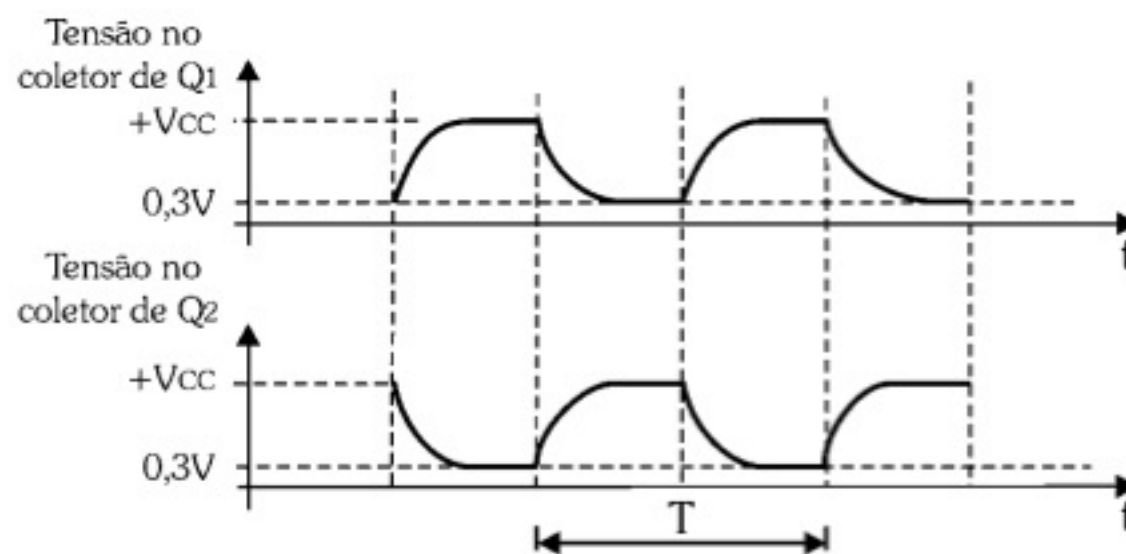


Figura 9.2 - Formas de onda do multivibrador astável.

Observe que elas são invertidas pelo fato de os transistores terem comportamentos contrários nos mesmos intervalos de tempo.

Os resistores R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub> devem também ser idênticos, pois ambos precisam garantir a saturação dos transistores, que são iguais. Portanto:

$$R_1 = R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BEsat}}{I_{Bsat}} \quad \text{em que} \quad I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{h_{FEsat}} \quad \text{e} \quad h_{FEsat} = \frac{h_{FEmin}}{2}$$

Para o cálculo dos capacitores e as condições para a escolha dos transistores, vejamos, de forma bem objetiva, como funciona o circuito.

Vamos considerar inicialmente que o circuito seja simétrico, isto é, além de Q<sub>1</sub> = Q<sub>2</sub>, R<sub>1</sub> = R<sub>2</sub> e R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub>, adotaremos também C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub>. Essas igualdades referem-se apenas ao código dos transistores e aos valores nominais dos resistores e capacitores.

Sabemos que todos esses dispositivos têm tolerâncias. Pequenas diferenças determinam um comportamento inicial dos transistores no momento em que o circuito é alimentado, isto é, um deles fatalmente é levado à condição de corte, enquanto o outro vai para a condição de saturação.

Para a análise vamos supor que inicialmente Q<sub>1</sub> esteja saturado e Q<sub>2</sub> cortado. Assim, V<sub>CE1</sub> ≅ 0,3V e V<sub>CE2</sub> ≅ V<sub>CC</sub>. Nesse caso, enquanto o transistor Q<sub>1</sub> está praticamente em curto com o terra, o transistor Q<sub>2</sub> está aberto.

Portanto, se C<sub>1</sub> tinha alguma carga, ele se descarrega pelo coletor de Q<sub>1</sub> e carrega-se por R<sub>1</sub>, elevando gradativamente o potencial da base de Q<sub>2</sub>, de modo que, após um intervalo de tempo, ele é levado do corte à saturação.



Simultaneamente, o transistor  $Q_1$ , que estava saturado, é levado à condição de corte.

Esse processo repete-se indefinidamente e a forma de onda gerada tem um período  $T$  que depende essencialmente das constantes de tempo  $R_1.C_1$  e  $R_2.C_2$ .

O caso mais comum é adotar também  $C_1 = C_2$  para que a onda quadrada seja aproximadamente simétrica. Nesse caso, o período  $T$  pode ser calculado por:

$$T = 2.R_1.C_1 \ln \left[ \frac{2.V_{CC} - 0,4}{V_{CC} - 0,6} \right] \quad \text{em que } T = \frac{1}{f}$$

Finalmente, para a escolha dos transistores, deve-se ter em conta que:

$$BV_{CEO} > V_{CC} \quad \text{e} \quad I_{Cm\acute{a}x} > I_{Csat}$$

### Exercício Resolvido

Projete um multivibrador astável de 1kHz para ser utilizado como circuito de *clock* de um sistema digital TTL.

Como o objetivo é aplicá-lo em um sistema digital TTL, use  $V_{CC} = 5V$ . O transistor escolhido é o BC547A, que opera bem nessa frequência e suporta essa tensão.

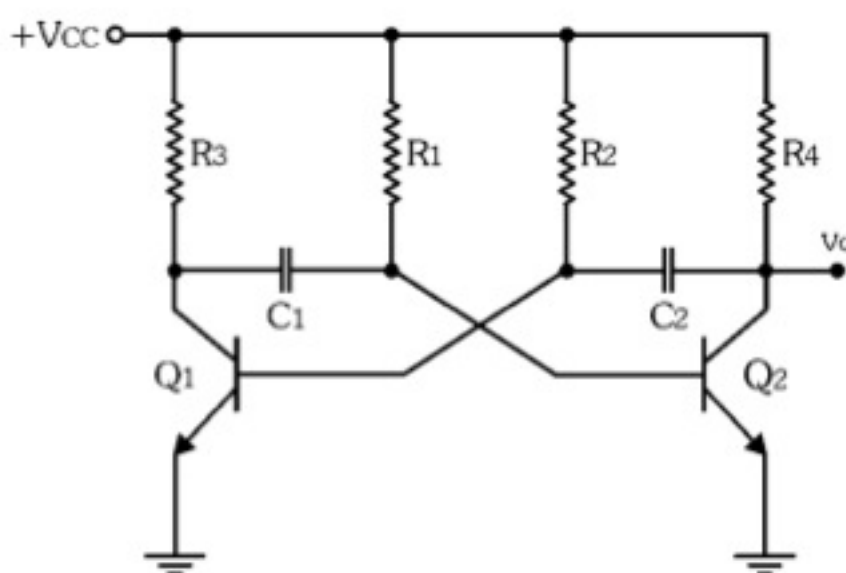


Figura 9.3 - Multivibrador astável.

Especificações do BC547A:

- $hFE_{m\acute{i}n} = 110$
- $I_{Cm\acute{a}x} = 100mA$
- $BV_{CEO} = 45 V$
- $V_{CEsat} = 0,3V$
- $V_{BEsat} = 0,7V$

Dado do circuito:

- $I_{Csat} = 10mA (\ll I_{Cm\acute{a}x})$



**a) Cálculo de R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub>:**

Para calcular R<sub>1</sub> e R<sub>2</sub> é necessário conhecer I<sub>Bsat</sub>. Para tal, adota-se:

$$h_{FEsat} = \frac{h_{FEmin}}{2} \Rightarrow h_{FEsat} = \frac{110}{2} \Rightarrow h_{FEsat} = 55$$

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{h_{FEsat}} \Rightarrow I_{Bsat} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{55} \Rightarrow I_{Bsat} = 182 \mu A$$

$$R_1 = R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BEsat}}{I_{Bsat}} \Rightarrow R_1 = R_2 = \frac{5 - 0,7}{182 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow R_1 = R_2 = 23,6 k\Omega$$

Valor comercial adotado R<sub>1</sub> = R<sub>2</sub> = 22kΩ

**b) Cálculo de R<sub>3</sub> e R<sub>4</sub>:**

$$R_3 = R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_{Csat}} \Rightarrow R_3 = R_4 = \frac{5 - 0,3}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_3 = R_4 = 470 \Omega$$

Nesse caso, o valor comercial é igual ao calculado: R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub> = 470Ω

**c) Cálculo de C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub>:**

Para forma de onda simétrica use C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub>.

$$T = \frac{1}{f} \Rightarrow T = \frac{1}{1 \cdot 10^3} \Rightarrow T = 1 ms$$

$$T = 2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ \frac{2 \cdot V_{CC} - 0,4}{V_{CC} - 0,6} \right] \Rightarrow 1 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ \frac{2 \cdot 5 - 0,4}{5 - 0,6} \right] \Rightarrow$$

$$1 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ \frac{9,6}{4,4} \right] \Rightarrow 1 \cdot 10^{-3} = 44 \cdot 10^3 \cdot C_1 \cdot 0,78 \Rightarrow$$

$$C_1 = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{44 \cdot 10^3 \cdot 0,78} \Rightarrow C_1 = 29 nF$$

Valor comercial adotado C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub> = 33nF



## 9.2.2. Multivibrador Monoestável

A Figura 9.4 mostra o circuito do *multivibrador monoestável* a transistor.

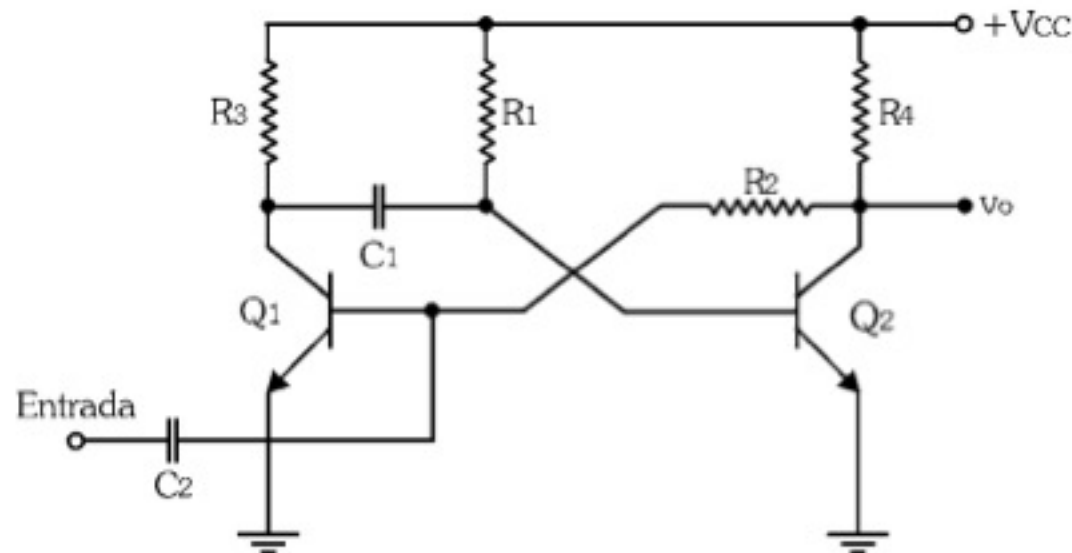


Figura 9.4 - Multivibrador monoestável.

Ao ligar o circuito, o capacitor  $C_1$ , carregado por meio de  $R_1$ , leva fatalmente o transistor  $Q_2$  à saturação e, conseqüentemente,  $Q_1$  está cortado. Nesse caso, a saída  $v_o$  está em nível baixo.

A garantia do corte inicial de  $Q_1$  é que, sendo  $V_{CE2sat} \cong 0,3V$ , esse valor é aplicado, por meio de  $R_2$ , à base de  $Q_1$ . Mas  $V_{CE2sat}$  é menor do que  $V_{BE1}$  de condução, que é da ordem de  $0,6V$ , de modo que  $Q_1$  está cortado.

Este é o *estado estável* do multivibrador, ou seja,  $Q_1$  cortado e  $Q_2$  saturado, conforme mostram os gráficos de  $V_{CE1}$  e  $V_{CE2}$  no intervalo de tempo inicial, entre  $t_0$  até  $t_1$ , de acordo com a Figura 9.5.

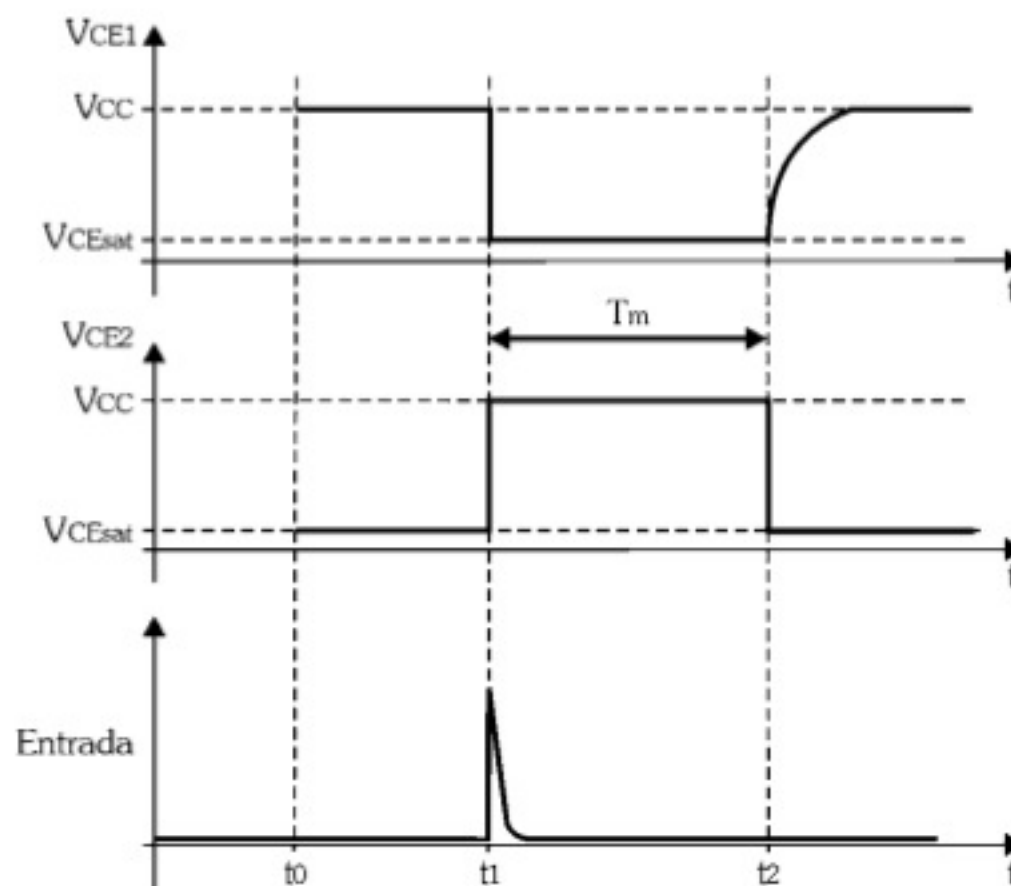


Figura 9.5 - Formas de onda do multivibrador monoestável.



Ligado à base de  $Q_1$  há o capacitor  $C_2$  e um terminal de entrada para pulsos externos.

Aplicando um pulso externo muito estreito a esse terminal, ele leva imediatamente  $Q_1$  à condução, desencadeando o seguinte ciclo: o potencial do coletor de  $Q_1$  reduz, diminuindo também o potencial do outro terminal de  $C_1$  que está ligado à base de  $Q_2$ , levando este ao corte.

O corte de  $Q_2$  faz com que o potencial de seu coletor atinja  $V_{CC}$ , que é aplicado à base de  $Q_1$  por meio de  $R_2$ , levando-o à saturação.

Esse estado é *não estável*, pois assim permanece enquanto  $C_1$  estiver se carregando por meio de  $R_1$  e se essa carga não for suficiente para novamente levar  $Q_2$  à saturação.

Quando isso ocorre,  $Q_1$  novamente corta e o circuito volta à condição inicial, assim permanecendo até que outro pulso externo seja aplicado.

O estado não estável é representado por  $T_m$  na Figura 9.5 no intervalo entre  $t_1$  e  $t_2$ .

Nesse circuito, o cálculo de  $R_3$  e  $R_4$  deve ser feito baseado na condição de saturação dos transistores. Portanto:

$$R_3 = R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_{Csat}}$$

O resistor  $R_1$  deve garantir a saturação do transistor  $Q_2$ , ou seja:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE2sat}}{I_{B2sat}} \quad \text{em que} \quad I_{B2sat} = \frac{I_{C2sat}}{h_{FE2sat}}$$

Os resistores  $R_2 + R_4$  devem garantir a saturação do transistor  $Q_1$ , fazendo a mesma função de  $R_1$  para o transistor  $Q_2$ , de modo que  $R_2$  pode ser calculado por:

$$R_1 = R_2 + R_4 \Rightarrow \quad R_2 = R_1 - R_4$$

Finalmente, o tempo em que o monoestável permanece no estado não estável é determinado por:

$$T_m = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ \frac{2 \cdot V_{CC} - 0,4}{V_{CC} - 0,6} \right]$$



## Exercício Resolvido

Projete um multivibrador monoestável para acionar um ventilador durante cinco minutos.

Nesse caso, o monoestável é usado para acionar uma interface de potência com relé, a qual aciona o ventilador, conforme mostra a Figura 9.6.

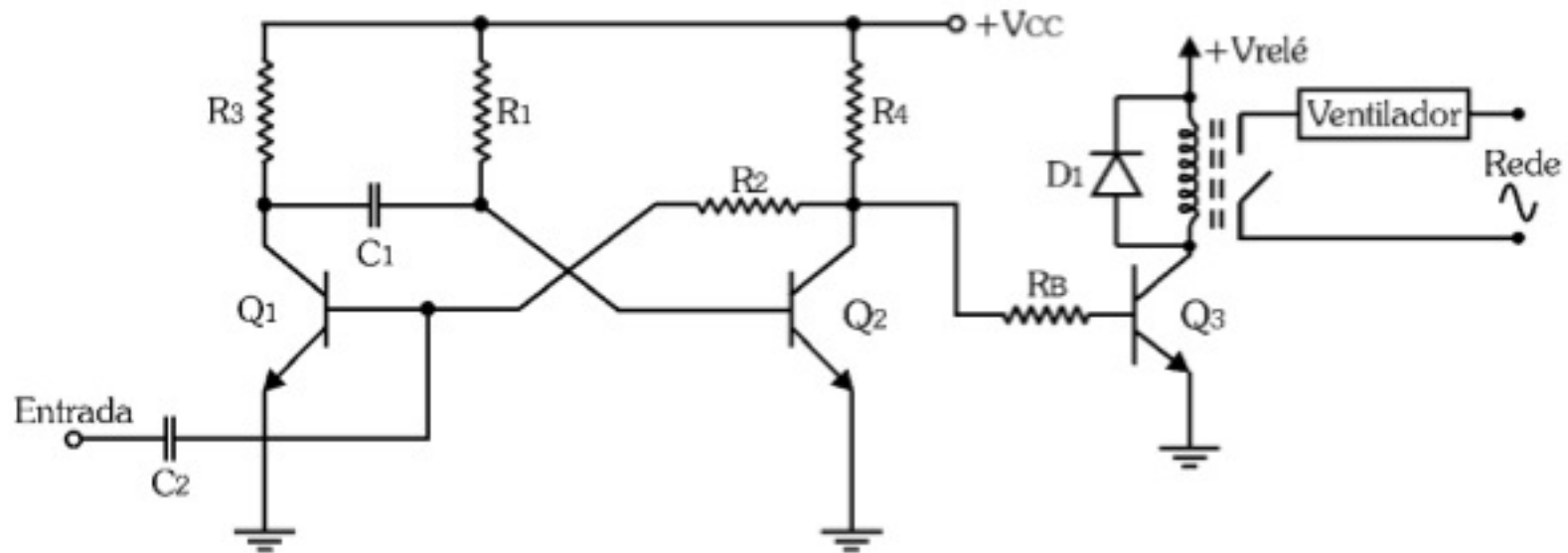


Figura 9.6 - Circuito temporizador de um ventilador.

Considere uma interface de potência acionada por sinal de 12V e use essa tensão para alimentar o monoestável.

O transistor escolhido pode ser o BC547A que atende às exigências desse circuito.

Especificações do BC547A:

- $h_{FE_{mín}} = 110$
- $I_{C_{máx}} = 100\text{mA}$
- $BV_{CEO} = 45\text{V}$
- $V_{CE_{sat}} = 0,25\text{V}$
- $V_{BE_{sat}} = 0,7\text{V}$

Adote  $I_{C_{sat}} = 5\text{mA}$ .

a) Cálculo de  $R_1$ :

Para calcular  $R_1$  é necessário conhecer  $I_{B2_{sat}}$ . Para tal, adota-se:

$$h_{FE2_{sat}} = \frac{h_{FE2_{mín}}}{2} \Rightarrow h_{FE2_{sat}} = \frac{110}{2} \Rightarrow h_{FE2_{sat}} = 55$$

$$I_{B2_{sat}} = \frac{I_{C2_{sat}}}{h_{FE2_{sat}}} \Rightarrow I_{B2_{sat}} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{55} \Rightarrow I_{B2_{sat}} = 91\mu\text{A}$$



$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE2sat}}{I_{B2sat}} \Rightarrow R_1 = \frac{12 - 0,7}{91 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow R_1 = 124k\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_1 = 120k\Omega$

**b)** Cálculo de  $R_3$  e  $R_4$ :

$$R_3 = R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_{Csat}} \Rightarrow R_3 = R_4 = \frac{12 - 0,3}{5 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_3 = R_4 = 2340\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_3 = R_4 = 2k2\Omega$

**c)** Cálculo de  $R_2$ :

$$R_2 = R_1 - R_4 \Rightarrow R_2 = 120 \cdot 10^3 - 2200 \Rightarrow R_2 = 117,8k\Omega$$

Como  $R_1 \gg R_4$ , o valor comercial adotado pode ser  $R_2 = R_1 = 120k\Omega$ .

**d)** Cálculo de  $C_1$ :

$$T_m = 5 \text{ min} = 300s$$

$$T_m = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ \frac{2 \cdot V_{CC} - 0,4}{V_{CC} - 0,6} \right] \Rightarrow 300 = 120 \cdot 10^3 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ \frac{2 \cdot 12 - 0,4}{12 - 0,6} \right] \Rightarrow$$

$$300 = 120 \cdot 10^3 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ \frac{23,6}{11,4} \right] \Rightarrow 300 = 120 \cdot 10^3 \cdot C_1 \cdot 0,73 \Rightarrow$$

$$C_1 = \frac{300}{120 \cdot 10^3 \cdot 0,73} \Rightarrow C_1 = 3,42mF$$

Valor comercial adotado  $C_1 = 3300\mu F$

### 9.3. Multivibrador Astável com Amplificador Operacional

A Figura 9.7 mostra um circuito que também funciona como *multivibrador astável*. A diferença é que na saída a tensão varia entre um nível positivo e um negativo devido à tensão de alimentação simétrica do amplificador operacional.



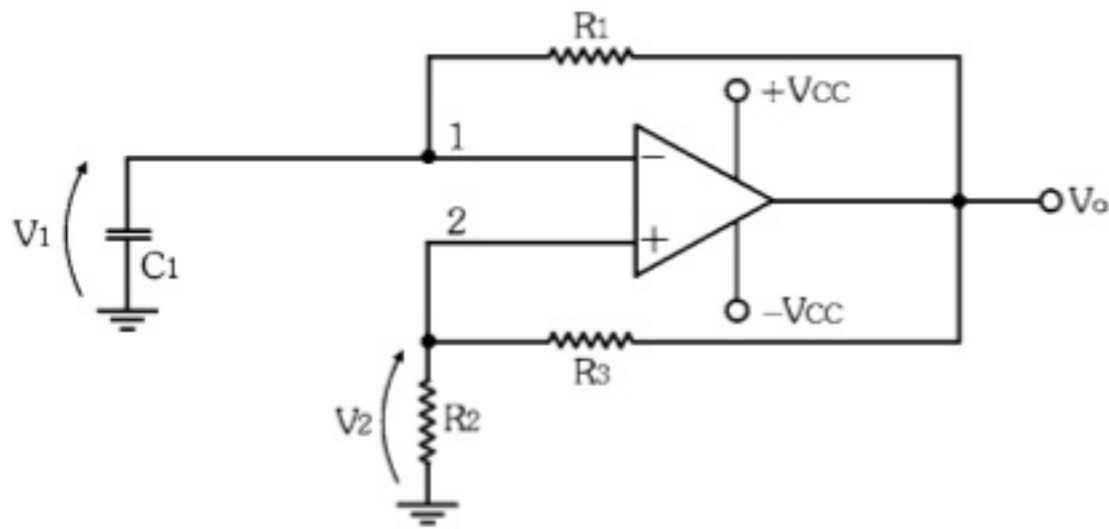


Figura 9.7 - Multivibrador astável com amplificador operacional.

O amplificador operacional, como já vimos, amplifica a diferença de potencial presente nas entradas inversora e não inversora. Como o ganho é muito elevado, basta uma pequena diferença na entrada, positiva ou negativa, para que a tensão de saída sature próxima a  $+V_{CC}$  ou  $-V_{CC}$ .

Nesse circuito, a tensão na entrada inversora  $V_1$  é proveniente da carga do capacitor  $C_1$  por meio de  $R_1$ , enquanto a tensão na entrada não inversora  $V_2$  é dada por um divisor de tensão formado por  $R_2$  e  $R_3$ .

Suponhamos que a tensão na saída seja inicialmente negativa e igual a  $-V_{CC}$  e o capacitor esteja completamente descarregado. A tensão  $V_2$  é uma parcela de  $-V_{CC}$ , e também negativa, conforme mostram os gráficos de  $V_2$  e  $V_o$  da Figura 9.8.

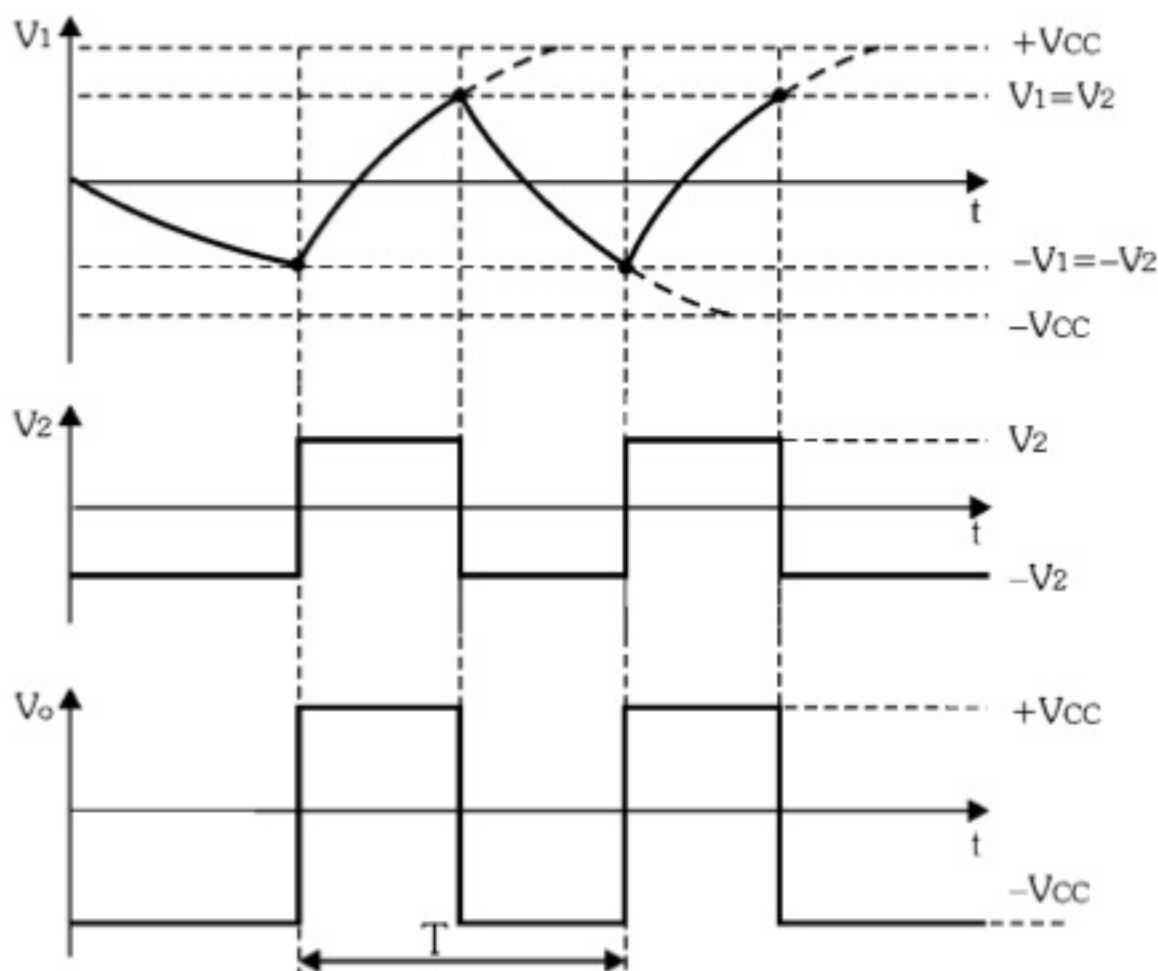


Figura 9.8 - Formas de onda do multivibrador astável.



Nesse caso, o valor de  $V_2$  é dado por  $V_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot V_{CC}$

O capacitor  $C_1$  se carrega com tensão negativa por meio de  $R_1$ , tendendo a  $-V_{CC}$ . Mas quando  $V_1$  ultrapassa  $V_2$ , sendo ambas negativas, o potencial no ponto 2 torna-se positivo em relação ao ponto 1, fazendo com que o operacional sature em  $+V_{CC}$ .

Então, o processo se inverte: a tensão  $V_2$  passa a ser uma parcela positiva de  $+V_{CC}$  e o capacitor carrega-se com polaridade invertida, até que  $V_1$  ultrapasse  $V_2$ . Isso faz com que o potencial no ponto 1 torne-se positivo em relação ao ponto 2, saturando novamente o operacional em  $-V_{CC}$ .

O período da tensão de saída é dado por:

$$T = 2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_3} \right] \quad \text{em que } T = \frac{1}{f}$$

### Exercício Resolvido

Projete um multivibrador astável de 1kHz com amplificador operacional.

Note que o projeto desse circuito é extremamente simples. Conhecido o período da forma de onda, é preciso calcular  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ .

Nesse caso, adote valores para  $R_2$ ,  $R_3$  e  $C_1$  e calcule  $R_1$ .

Adotando-se  $R_2 = R_3 = 10\text{k}\Omega$  e  $C_1 = 100\text{nF}$ , tem-se:

$$T = \frac{1}{f} \Rightarrow T = \frac{1}{1.10^3} \Rightarrow T = 1\text{ms}$$

$$T = 2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \left[ 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_3} \right] \Rightarrow 1.10^{-3} = 2 \cdot R_1 \cdot 100.10^{-9} \cdot \ln \left[ 1 + \frac{2 \cdot 10.10^3}{10.10^3} \right] \Rightarrow$$

$$1.10^{-3} = 2 \cdot R_1 \cdot 100.10^{-9} \cdot \ln[3] \Rightarrow 1.10^{-3} = 2 \cdot R_1 \cdot 100.10^{-9} \cdot 1,099 \Rightarrow$$

$$R_1 = \frac{1.10^{-3}}{2.100.10^{-9} \cdot 1,099} \Rightarrow R_1 = 4549\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_1 = 4\text{k}7\Omega$ .



## 9.4. Multivibradores com Temporizador 555

O temporizador (*timer*) 555 é um circuito integrado de oito pinos que possibilita projetar diversos aplicativos por meio da conexão de componentes externos.

O seu diagrama em blocos interno está na Figura 9.9.

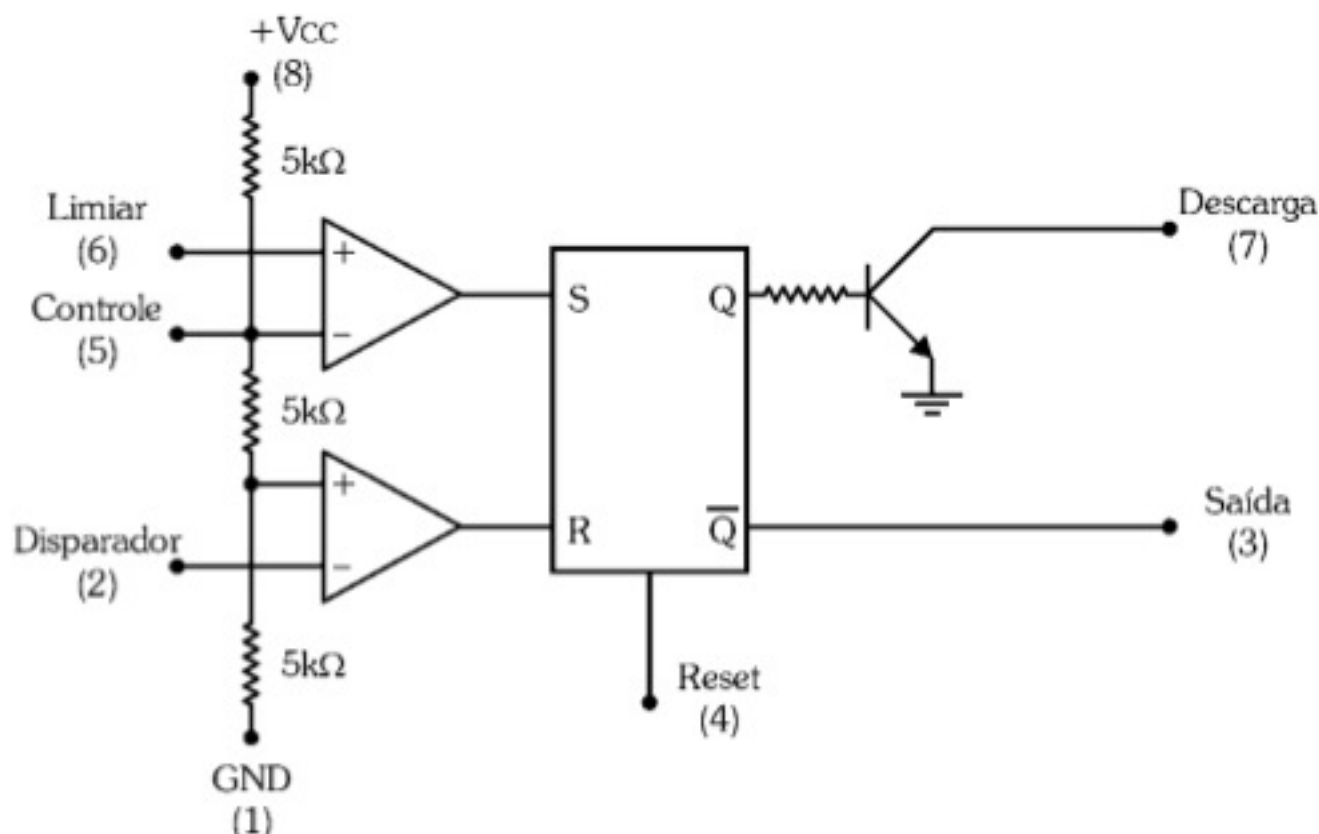


Figura 9.9 - Diagrama em blocos do temporizador 555.

Os pinos 8 (+Vcc) e 1 (GND) são usados para a tensão de alimentação.

O temporizador 555 possui dois comparadores internos cujas saídas podem estar em nível alto (+Vcc) ou baixo (GND), dependendo dos potenciais aplicados às suas entradas inversoras e não inversoras. Essas saídas são enviadas às entradas S (*set*) e R (*reset*) de um flip-flop, que também prevê uma entrada de *reset* externa (pino 4).

A saída Q do flip-flop está ligada a um resistor e a um transistor que pode estar cortado ou saturado em função do seu nível lógico, e a saída  $\bar{Q}$  corresponde à saída efetiva do circuito (pino 3).

O *reset* externo é habilitado em nível baixo. Nesse caso, ele torna  $Q = 0$ , cortando o transistor, e  $\bar{Q} = 1$ , colocando a saída permanentemente em nível alto.

Se o *reset* externo está desabilitado, os níveis lógicos de Q e  $\bar{Q}$  dependem das condições lógicas das entradas R e S do flip-flop.

O divisor resistivo interno, composto por três resistências iguais a  $5k\Omega$ , define os potenciais de referência dos comparadores.

No comparador superior, a entrada inversora tem um potencial fixo de  $2.V_{cc}/3$ , que pode ser alterado ou não pela entrada externa de *controle* (pino 5). Esse potencial é a



referência para a comparação com o da entrada não inversora, denominada *limiar* e ligada ao pino 6.

No comparador inferior, a entrada não inversora tem um potencial fixo de  $V_{CC}/3$ , que é a referência para a comparação com o da entrada inversora, denominada *disparador* e ligada ao pino 2.

A seguir, mostramos como esse circuito integrado é versátil, embora nos limitemos ao projeto dos multivibradores astável e monoestável.

### 9.4.1. Multivibrador Astável

A Figura 9.10 mostra o circuito do *multivibrador astável* implementado a partir do temporizador 555, bem como as formas de onda de interesse.

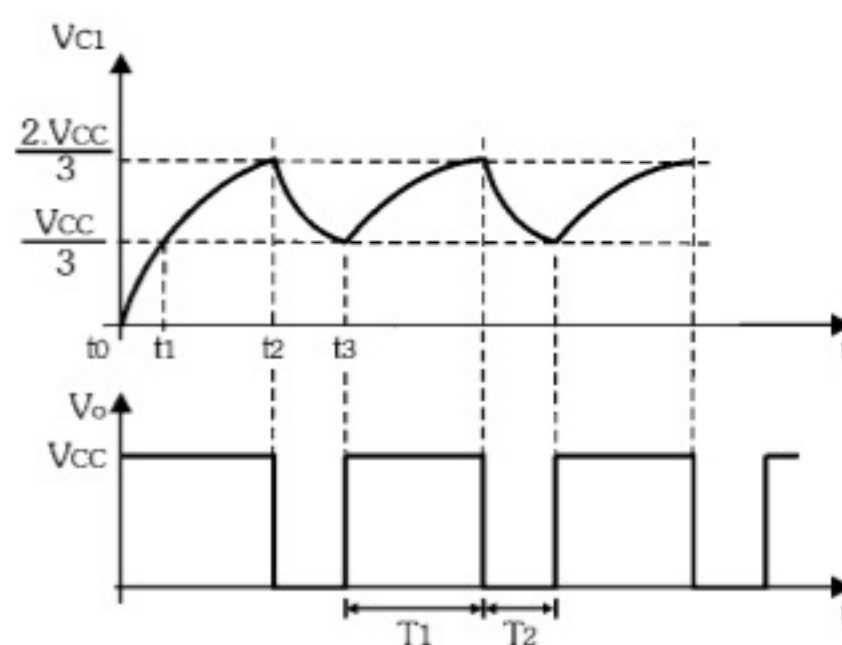
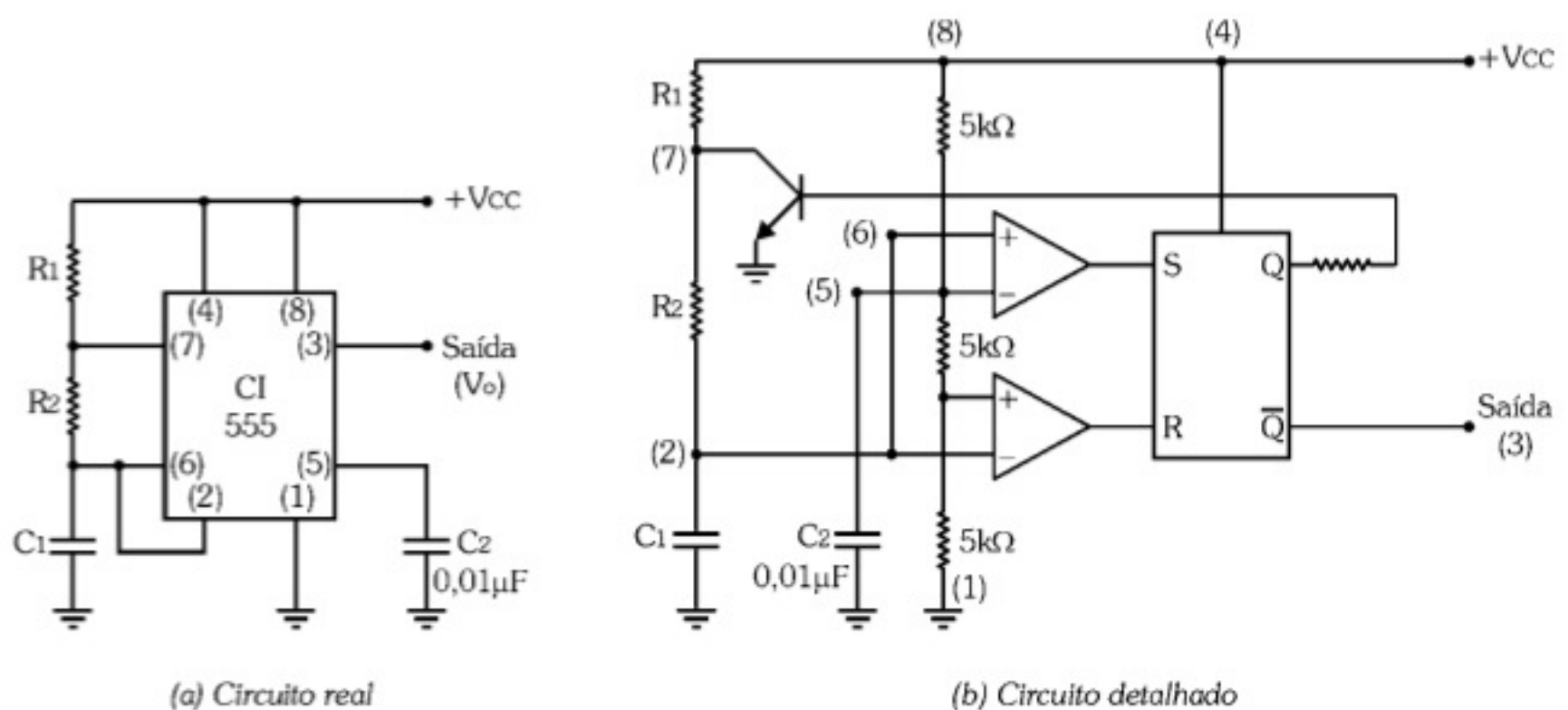


Figura 9.10 - Multivibrador astável com temporizador 555.



Em primeiro lugar, vemos que o terminal de *reset* (pino 4) está ligado em  $+V_{CC}$ , de modo que ele se encontra desabilitado. O terminal de *controle* (pino 5) encontra-se ligado a um capacitor  $C_2 = 0,01\mu F$  (proposto pelo manual do fabricante), de forma que o potencial na entrada inversora do comparador superior dependa apenas da tensão de alimentação, pois fica fixado em  $2.V_{CC}/3$ .

Consideremos que o capacitor  $C_1$  esteja inicialmente descarregado. Ao ligar a alimentação, a saída do comparador superior está em nível baixo e a do comparador inferior em nível alto, ou seja,  $S = 0$  e  $R = 1$ .

No flip-flop, a entrada  $R$  (*reset*) ativada impõe  $Q = 0$ , cortando o transistor, enquanto  $\bar{Q} = 1$  (pino 3), de modo que a saída encontra-se inicialmente em nível alto ( $V_o = +V_{CC}$ ) no instante  $t_0$ , como vemos no gráfico da Figura 9.10(c).

Com o transistor cortado, a fonte de alimentação carrega o capacitor  $C_1$  por meio dos resistores  $R_1$  e  $R_2$ .

Quando a tensão do capacitor ultrapassa  $V_{CC}/3$  no instante  $t_1$ , o comparador superior ainda não muda o nível lógico de sua saída. O comparador inferior troca a sua saída, de modo que  $R = 0$ . Nessa condição ( $R = S = 0$ ), o flip-flop ainda mantém as suas saídas ( $Q = 0$  e  $\bar{Q} = 1$ ).

Quando a tensão do capacitor atinge  $2.V_{CC}/3$  no instante  $t_2$ , o comparador inferior é que permanece inalterado, com  $R = 0$ . O comparador superior troca a sua saída, ficando com  $S = 1$ . Nessa condição ( $S = 1$  e  $R = 0$ ), o flip-flop muda a saída  $Q$  para nível alto, saturando o transistor, e a saída  $\bar{Q}$ , que é efetiva do circuito, para nível baixo ( $V_o = 0$ ).

Com o transistor saturado o seu coletor é aterrado, fazendo com que o capacitor se descarregue por meio de  $R_2$ , até que a sua tensão caia abaixo de  $V_{CC}/3$  no instante  $t_3$ . Então, o circuito volta à condição inicial e o processo se repete, gerando a onda quadrada visualizada na Figura 9.10(c).

O semiciclo em que a *saída* (pino 3) se encontra em nível alto e que denominamos de  $T_1$  depende da constante de tempo  $C_1.(R_1 + R_2)$ . O semiciclo em que ela se encontra em nível baixo e que denominamos de  $T_2$  depende da constante de tempo  $C_1.R_2$ , sendo:

$$T_1 = 0,693.C_1.(R_1 + R_2) \quad \text{e} \quad T_2 = 0,693.C_1.R_2$$

O período da onda quadrada é dado por  $T = T_1 + T_2$ . Considerando que a frequência é  $f = 1 / T$ , chegamos a:

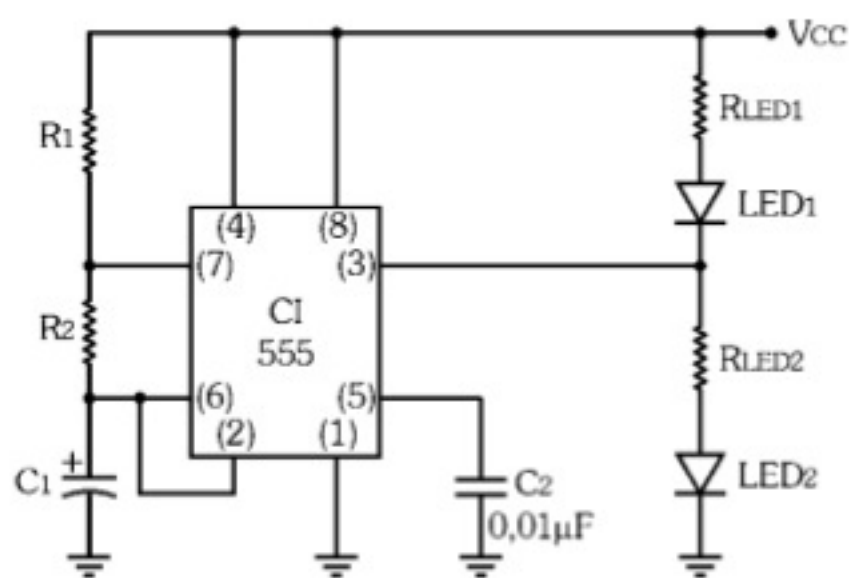
$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2.R_2).C_1}$$

Para que a onda quadrada gerada na saída seja aproximadamente simétrica ( $T_1 \cong T_2$ ), adota-se  $R_1 \ll R_2$ .



## Exercício Resolvido

Projete um sinalizador com dois LEDs piscando alternadamente, como mostra a Figura 9.11. Considere que cada LED deve ficar aceso durante 1s.



Especificações dos LEDs:

- $V_F = 1,7V$
- $I_F = 10mA$

Dado do circuito:

- $V_{CC} = 5V$

Figura 9.11 - Circuito sinalizador com LEDs.

Para determinar os componentes do circuito multivibrador astável com temporizador 555, adote o valor do capacitor e calcule os valores dos resistores, porque há uma variedade muito maior de valores comerciais para resistores do que para capacitores.

**a) Cálculo de  $R_2$  e  $R_1$ :**

Adote, por exemplo,  $C_1 = 100\mu F$ . Sabendo-se que  $T_2 = T_1 = 1s$ , tem-se:

$$T_2 = 0,693 \cdot C_1 \cdot R_2 \Rightarrow 1 = 0,693 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot R_2 \Rightarrow R_2 = \frac{1}{0,693 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow$$

$$R_2 = 14,4k\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_2 = 15k\Omega$

Como deseja que a forma de onda de saída seja praticamente simétrica, adote  $R_1 \ll R_2$ . Nesse caso:

$$R_1 = \frac{1}{10} \cdot R_2 \Rightarrow R_1 = 1,5k\Omega \text{ (coincide com um valor comercial).}$$

**b) Cálculo de  $R_{LED1}$  e de  $R_{LED2}$ :**

No circuito proposto,  $R_{LED1} = R_{LED2}$  e pode ser calculado por:

$$R_{LED1} = R_{LED2} = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} \Rightarrow R_{LED1} = R_{LED2} = \frac{5 - 1,7}{10 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow$$

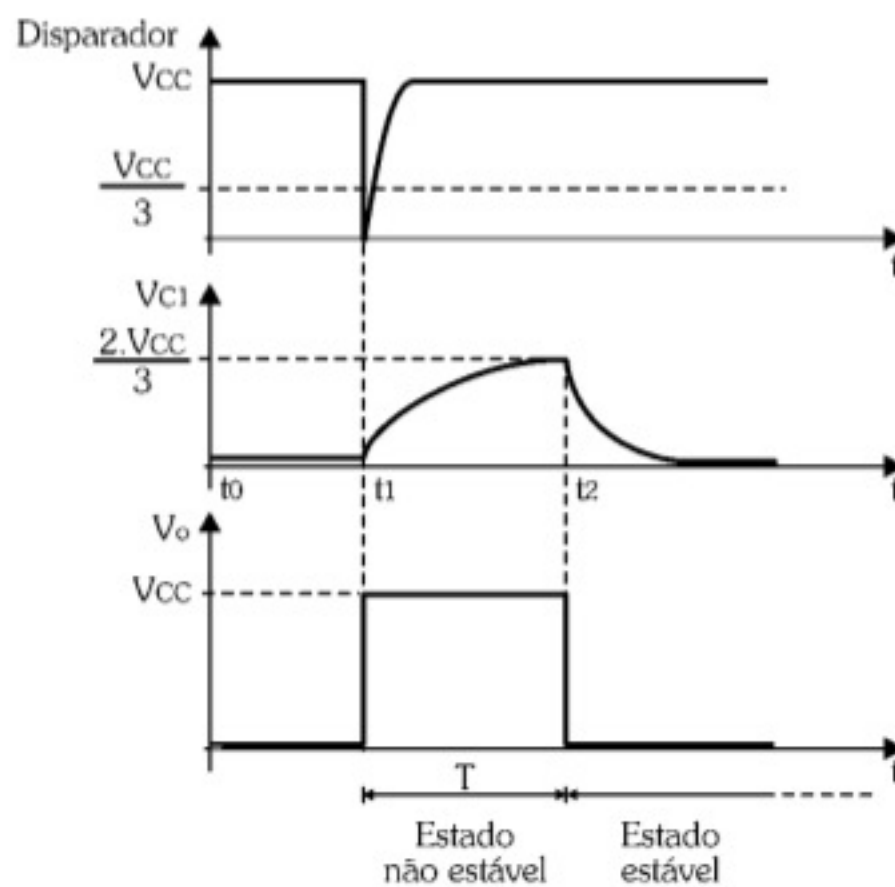
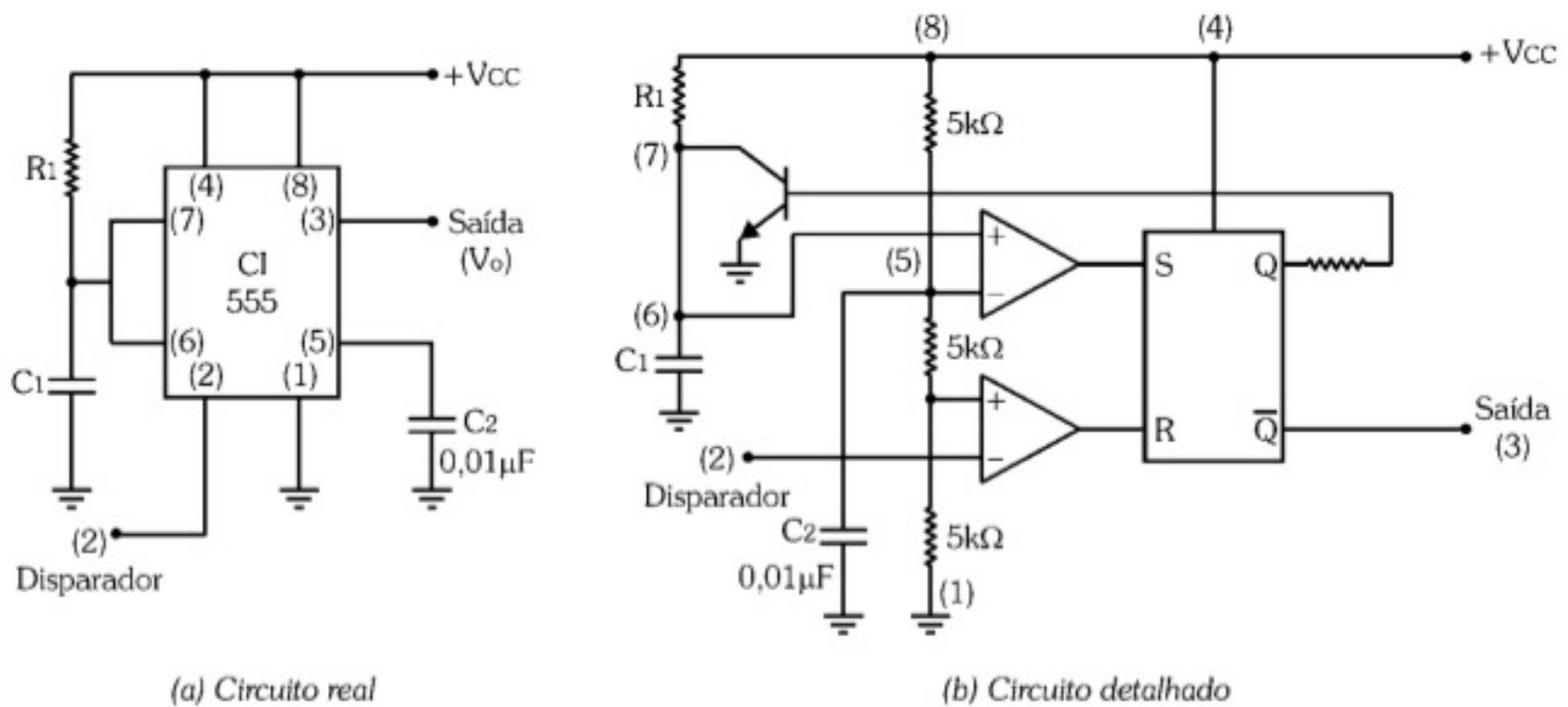
$$R_{LED1} = R_{LED2} = 330\Omega$$

(coincide com um valor comercial).



## 9.4.2. Multivibrador Monoestável

A Figura 9.12 apresenta o circuito do *multivibrador monoestável* implementado a partir do temporizador 555, bem como as formas de onda de interesse.



(c) Formas de onda

Figura 9.12 - Multivibrador monoestável com temporizador 555.

Nesse circuito, temos também o terminal de *reset* (pino 4) ligado em  $+V_{cc}$ , de modo que ele se encontra desabilitado. O terminal de *controle* (pino 5) está ligado a um capacitor  $C_2 = 0,01\mu\text{F}$  (proposto pelo manual do fabricante), de modo que o potencial na entrada inversora do comparador superior fique na dependência apenas da tensão de alimentação, pois fica fixado em  $2.V_{cc}/3$ .



Consideremos ainda que o capacitor  $C_1$  esteja inicialmente descarregado e que a tensão externa aplicada no pino 2, ou seja, na entrada do *disparador (trigger)*, encontre-se em  $+V_{CC}$ .

Nesse caso, ao ligar a alimentação, as saídas dos dois comparadores estão em nível baixo, de modo que temos  $S = R = 0$ .

Essa condição não é suficiente para se prever o nível lógico das saídas  $Q$  e  $\bar{Q}$  do flip-flop, mas, conforme a análise mostrará, o máximo que pode ocorrer com esse circuito é um ciclo indesejável de carga do capacitor  $C_1$ .

Para a análise vamos supor que inicialmente tenhamos  $Q = 1$  e  $\bar{Q} = 0$ . Desta forma, o transistor encontra-se saturado, o que garante o capacitor  $C_1$  descarregado.

Esse estado do circuito é estável com  $V_o = 0$ , e ele assim permanece enquanto um pulso de nível baixo não for dado no pino 2, conforme mostra o gráfico da Figura 9.12(c).

O pulso de disparo pode ser muito estreito, mas deve, necessariamente, atingir um nível de tensão menor do que  $V_{CC}/3$ .

Com isso, o comparador inferior muda a saída para nível alto, de modo que  $R = 1$ . Isso faz com que as saídas do flip-flop passem para  $Q = 0$  e  $\bar{Q} = 1$ . Portanto, a saída do circuito passa para nível alto, ou seja,  $V_o = +V_{CC}$ .

Ao mesmo tempo, o transistor corta, permitindo que o capacitor  $C_1$  se carregue por meio do resistor  $R_1$ .

Quando a tensão no capacitor  $C_1$  ultrapassa o potencial  $2.V_{CC}/3$ , o comparador superior troca a sua saída para  $S = 1$ , fazendo com que o circuito volte à condição inicial, isto é,  $Q = 1$  e  $\bar{Q} = 0$ , assim permanecendo até que outro pulso seja dado no terminal disparador.

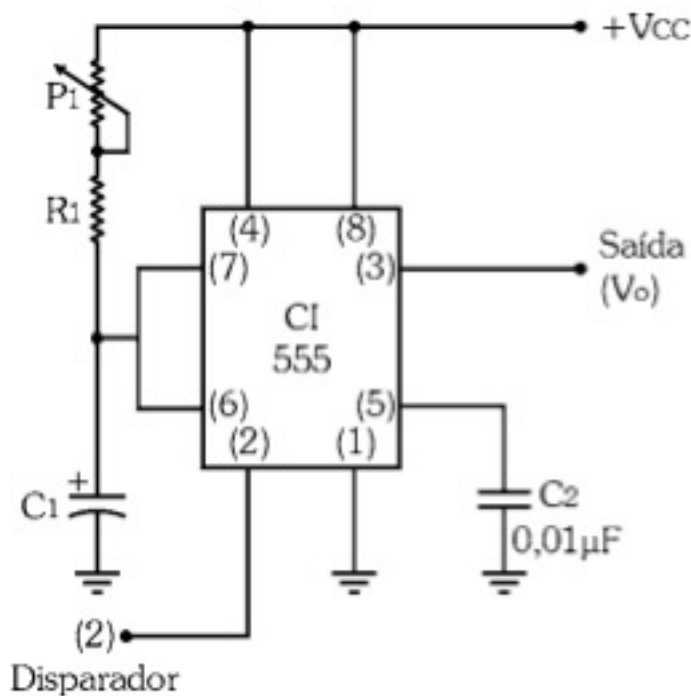
O tempo que o monoestável permanece no estado não estável é determinado por:

$$T_m = 1,1 R_1 C_1$$



## Exercício Resolvido

Projete um multivibrador monoestável com temporizador 555 que tenha um estado não estável com período controlado por um potenciômetro ( $P_1$ ), como mostra a Figura 9.13. O tempo de ativação da saída deve variar de 1s a 10min.



Especificações do circuito:

- $V_{CC} = 5V$
- $T_{\text{mín}} = 1s$
- $T_{\text{máx}} = 10\text{min}$

Figura 9.13 - Temporizador programável.

No circuito dado, o tempo de ativação da saída será dado por:

$$T_m = 1,1.(R_1 + P_1).C_1$$

Adote, por exemplo,  $C_1 = 470\mu F$  e calcule  $R_1$  para  $T_m = T_{\text{mín}}$ , no qual  $P_1 = 0$ :

$$T_{\text{mín}} = 1,1.(R_1 + 0).C_1 \Rightarrow 1 = 1,1.R_1.470.10^{-6} \Rightarrow R_1 = \frac{1}{1,1.470.10^{-6}} \Rightarrow R_1 = 1934\Omega$$

Valor comercial adotado  $R_1 = 1,8k\Omega$

Para calcular o valor máximo de  $P_1$ , considere  $T_m = T_{\text{máx}}$ :

$$T_{\text{máx}} = 10\text{min} = 600s$$

$$T_{\text{máx}} = 1,1.(R_1 + P_1).C_1 \Rightarrow 600 = 1,1.(1,8.10^3 + P_1).470.10^{-6} \Rightarrow$$

$$600 = 1,1.(1,8.10^3 + P_1).470.10^{-6} \Rightarrow 600 = 931.10^{-3} + 517.10^{-6}.P_1 \Rightarrow$$

$$P_1 = \frac{600 - 931.10^{-3}}{517.10^{-6}} \Rightarrow P_1 = 1,16M\Omega$$

Valor comercial adotado  $P_1 = 1,2M\Omega$



## 9.5. Exercícios Propostos

- 9.1) Determine os valores comerciais dos resistores e capacitores do multivibrador astável de 2kHz, com forma de onda simétrica na saída, dado na Figura 9.14.

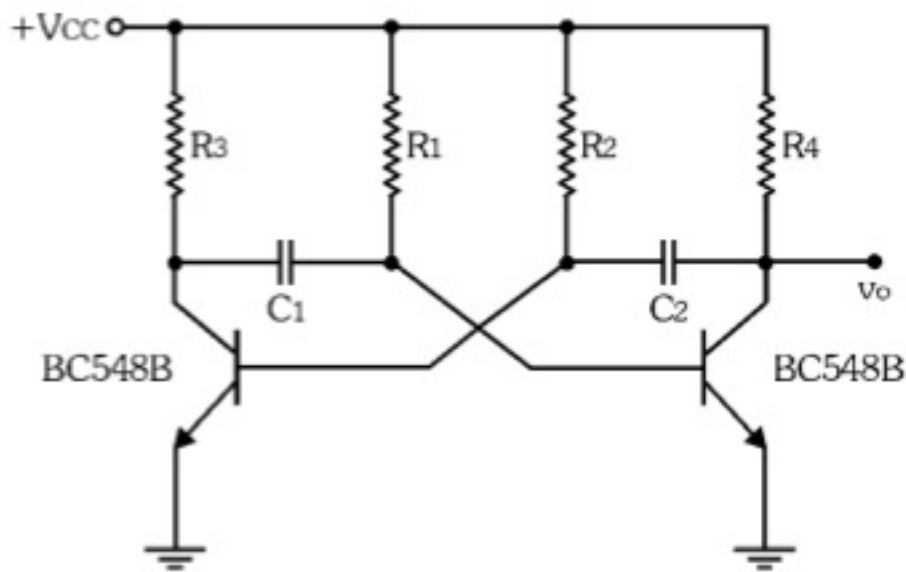


Figura 9.14 - Multivibrador astável.

Dados do circuito:

- $I_{Csat} = 20\text{mA}$
- $V_{CC} = 10\text{V}$

Especificações do BC548B:

- $h_{FEmin} = 200$
- $I_{Cmax} = 100\text{mA}$
- $BV_{CEO} = 30\text{V}$
- $V_{CEsat} = 0,25\text{V}$
- $V_{BEsat} = 0,7\text{V}$

- 9.2) Determine a frequência de saída do multivibrador astável com amplificador operacional dado na Figura 9.15.

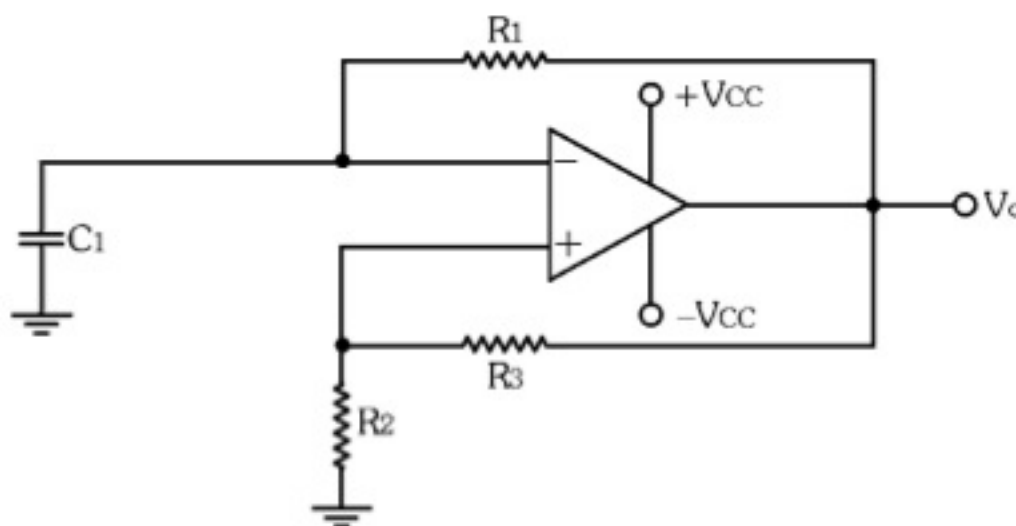


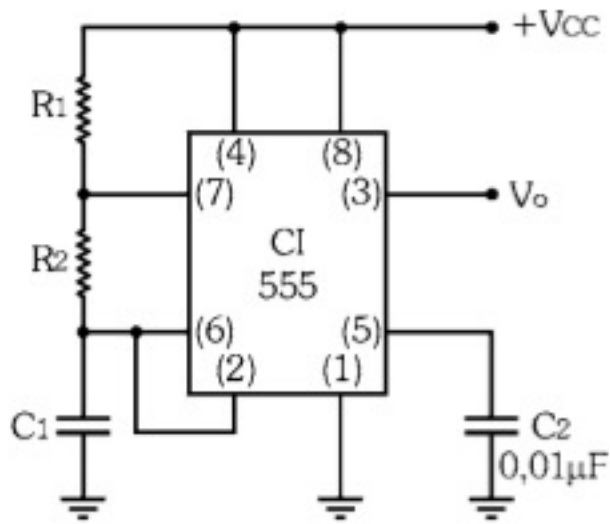
Figura 9.15 - Multivibrador astável com amplificador operacional.

Dados do circuito:

- $V_{CC} = \pm 10\text{V}$
- $R_1 = 22\text{k}\Omega$
- $R_2 = 15\text{k}\Omega$
- $R_3 = 1\text{k}\Omega$
- $C_1 = 100\text{nF}$



9.3) Considere o circuito de um multivibrador astável com 555 apresentado na Figura 9.16.



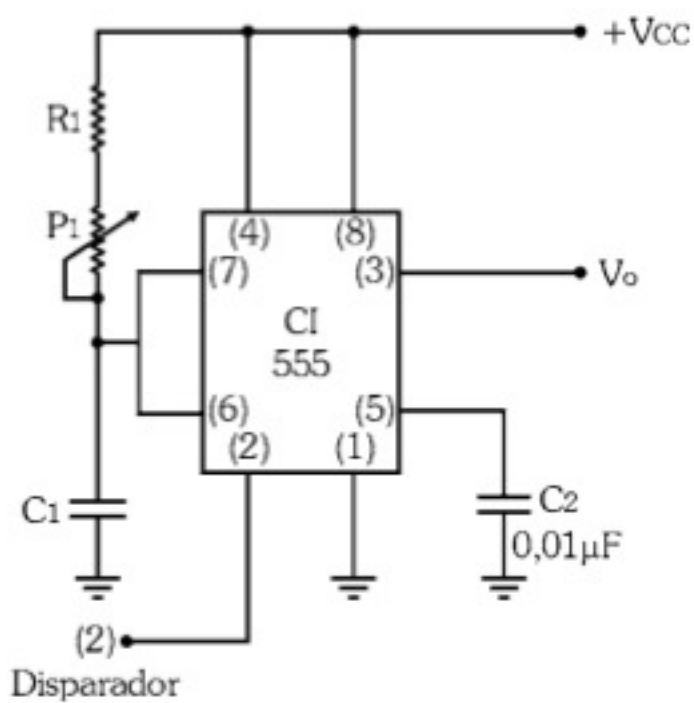
Dados do circuito:

- $V_{CC} = 12V$
- $R_1 = 10k\Omega$
- $R_2 = 4,7k\Omega$
- $C_1 = 1\mu F$

Figura 9.16 - Multivibrador astável com 555.

- a) Determine a frequência do sinal de saída.
- b) Esboce a forma de onda do sinal de saída identificando o tempo em nível lógico 1 ( $T_1$ ) e o tempo em nível lógico 0 ( $T_2$ ).

9.4) Determine os tempos mínimo e máximo do estado não estável do circuito apresentado na Figura 9.17.



Dados do circuito:

- $V_{CC} = 5V$
- $R_1 = 10k\Omega$
- $P_1 = 100k\Omega$
- $C_1 = 47\mu F$

Figura 9.17 - Multivibrador monoestável com 555.



## CIRCUITOS DE CONTROLE DE POTÊNCIA A TIRISTOR

*Tiristor* é a denominação de um conjunto de dispositivos cuja principal função é realizar o *controle de potência* de uma carga.

Dos diversos tipos de tiristores, abordamos apenas os principais, a saber: SCR e TRIAC. Além disso, analisamos alguns tipos de circuitos de disparo, incluindo aqueles que utilizam os dispositivos DIAC e UJT.

### 10.1. SCR - Retificador Controlado de Silício

*SCR* é a sigla de *Silicon Controlled Rectifier*, ou seja, Retificador Controlado de Silício. Trata-se de um dispositivo de três terminais denominados *anodo* (A), *catodo* (K) e *gatilho* (G). O terminal gatilho é também conhecido pelo termo em inglês *gate*.

O símbolo do SCR e o seu aspecto construtivo estão na Figura 10.1.

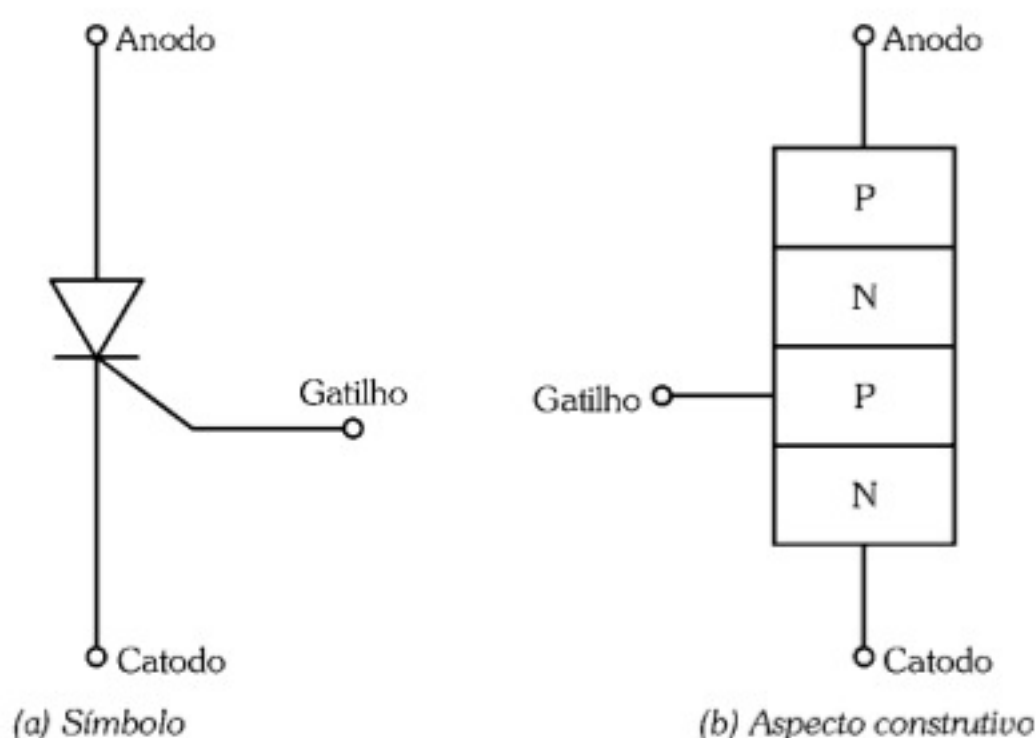


Figura 10.1 - Retificador de silício - SCR.

O SCR é um *tiristor unidirecional*, pois permite a condução da corrente em um *único sentido*, isto é, do anodo para o catodo, tal como o diodo retificador. Só que no SCR a corrente só pode circular quando um *pulso* é aplicado no terminal de gatilho, que o coloca em estado de condução.



### 10.1.1. Funcionamento do SCR

Ao analisarmos a estrutura interna do SCR, Figura 10.1(b), vemos que ele é formado por três junções PN, como se fosse composto por três diodos retificadores, conforme o modelo da Figura 10.2.

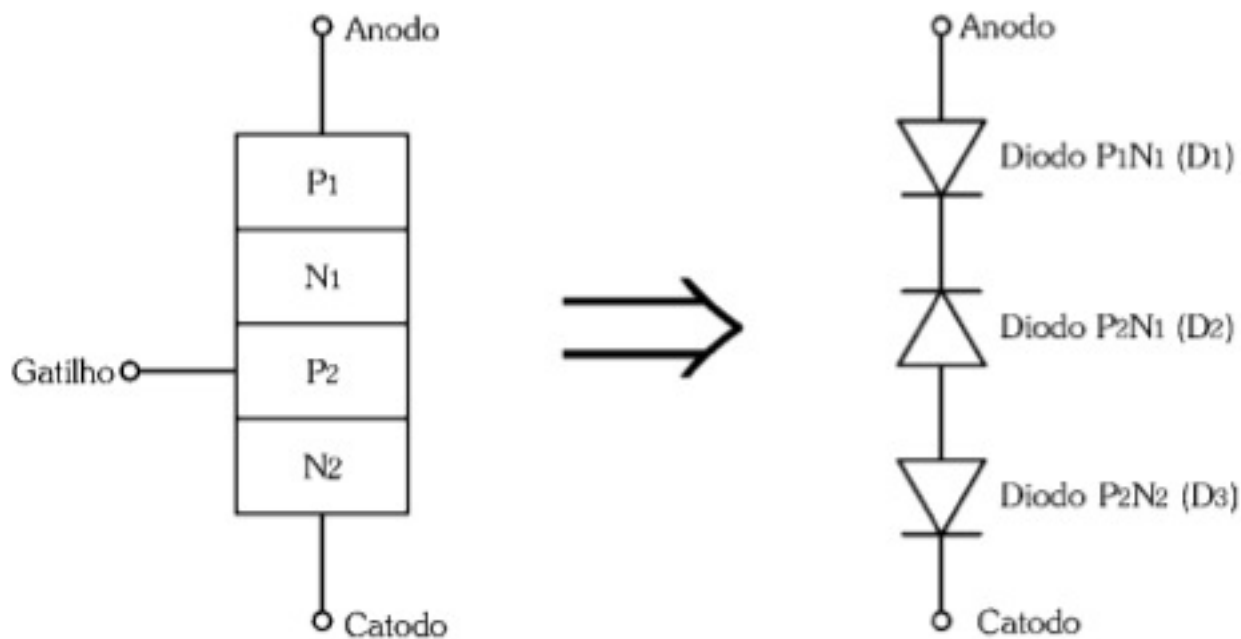


Figura 10.2 - Modelo do SCR com diodos.

No modelo podemos observar que se o SCR estiver polarizado reversamente, ou seja, com potencial positivo no catodo e negativo no anodo, os diodos  $D_1$  e  $D_3$  tornam-se reversamente polarizados, de modo que não pode circular corrente pelo dispositivo.

Caso o SCR esteja polarizado diretamente, ou seja, com anodo positivo em relação ao catodo, ainda assim o dispositivo não conduz, pois  $D_1$  e  $D_3$  estão diretamente polarizados. Apenas  $D_2$  fica reversamente polarizado.

Conforme veremos em seguida, é possível eliminar o efeito reverso de  $D_2$  pela aplicação de um *pulso positivo* no terminal de gatilho.

Para facilitar a compreensão desse fenômeno, mostramos o SCR por meio de um outro modelo que o considera formado por dois transistores, um PNP e outro NPN, em vez de três diodos, conforme a Figura 10.3.

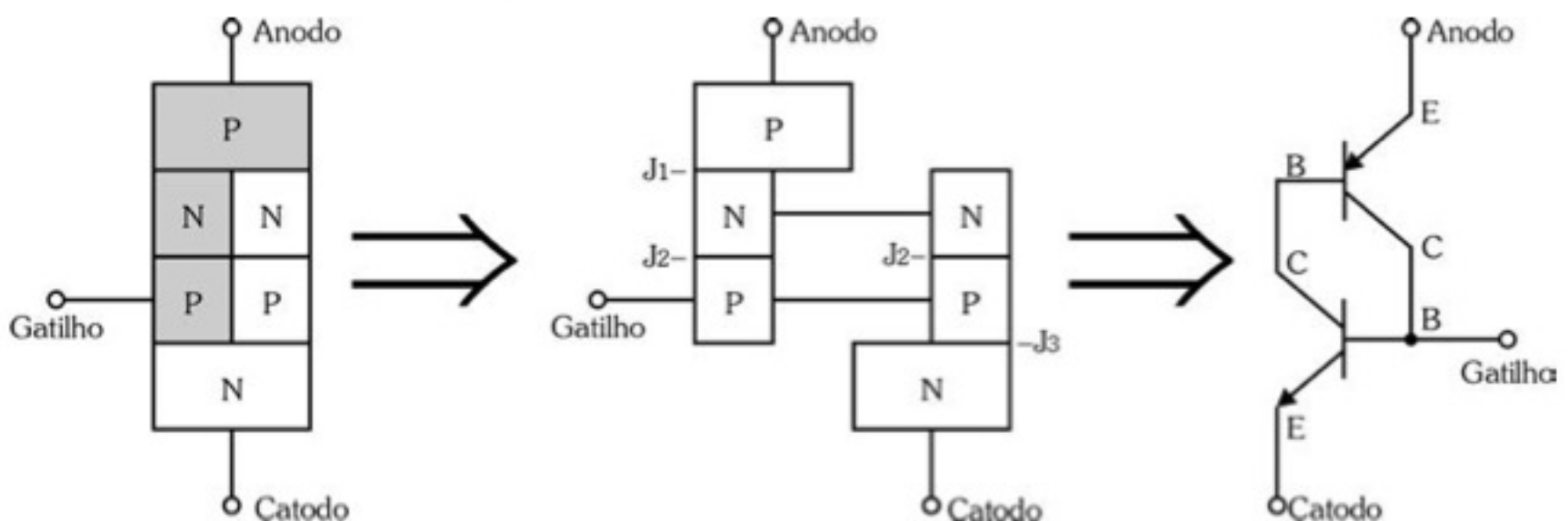


Figura 10.3 - Modelo do SCR com transistores.



Observe que o terminal de gatilho está conectado simultaneamente ao coletor de T1 e à base de T2.

A Figura 10.4 mostra as diversas correntes que circulam por essa estrutura. A corrente de anodo  $I_A$  coincide com a corrente  $I_{E1}$  de emissor do transistor T1. Considerando que a corrente de gatilho é um pequeno pulso cujo valor é desprezível em relação a  $I_A$ , temos que a corrente  $I_{E2}$  de emissor do transistor T2 é também  $I_A$ .

Vamos agora, de uma forma muito simples, explicar o que torna possível a condução do SCR quando estiver polarizado diretamente e um pulso for aplicado ao terminal de gatilho.

Considerando o terminal anodo (A) positivo em relação ao catodo (K) e o terminal de gatilho em aberto, o transistor T2 encontra-se cortado, de modo que não circula corrente do anodo para o catodo.

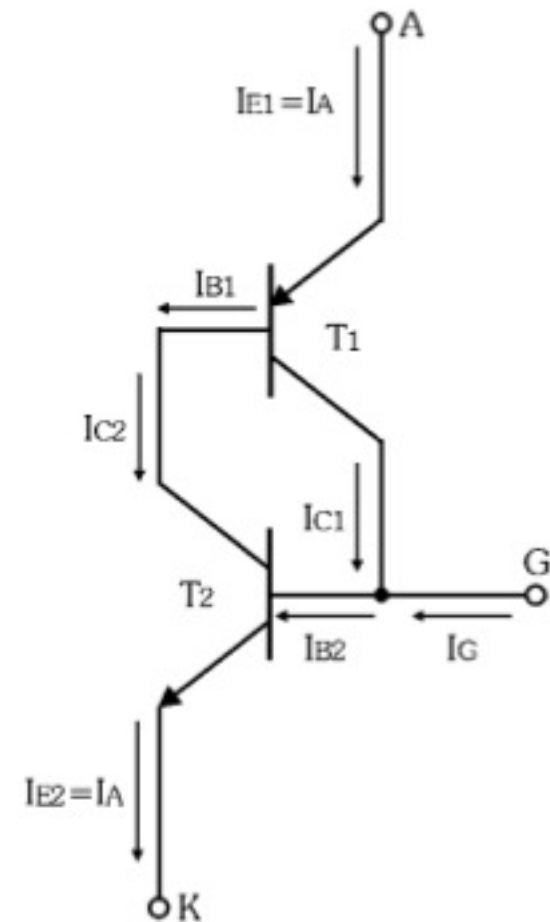


Figura 10.4 - Correntes no modelo do SCR.

Aplicando-se uma pequena corrente  $I_G$  no terminal de gatilho que corresponde à base de T2, este entra em *condução*, o mesmo ocorrendo com T1. Assim, a base de T2 passa a receber corrente pelo coletor de T1, tornando *desnecessária* a manutenção da corrente de gatilho.

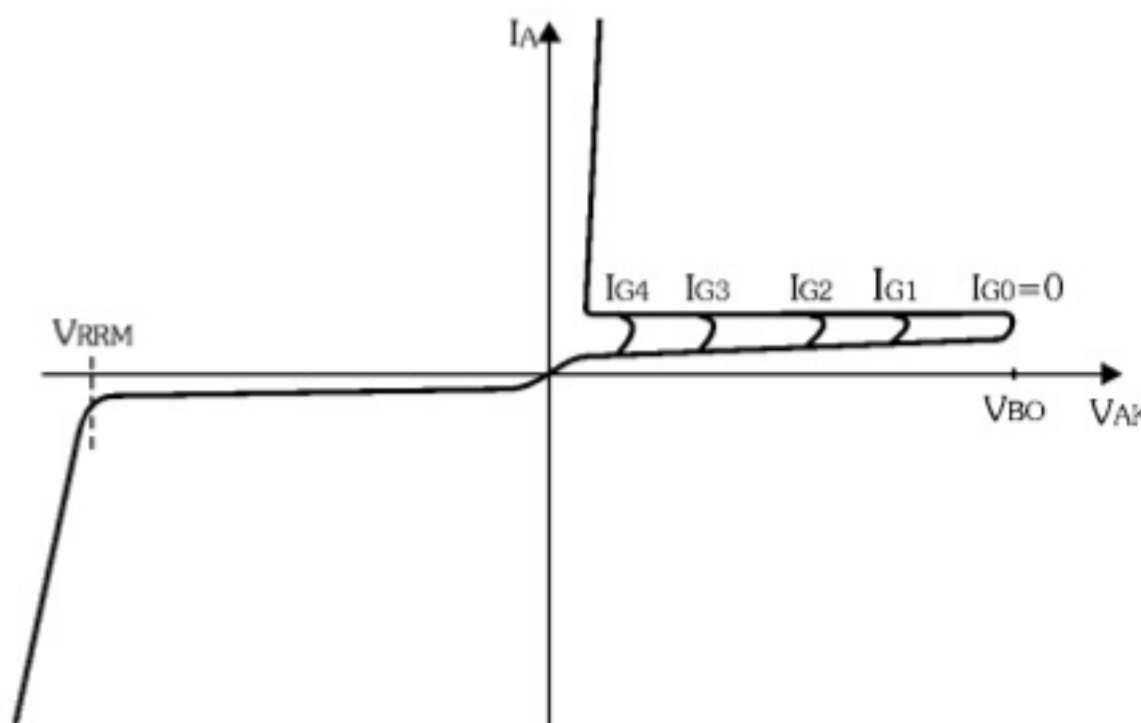


Figura 10.5 - Curva característica do SCR.

A partir do momento em que o SCR entra em condução, ele se comporta como se fosse um *diodo retificador*, só que nesse caso, a queda de tensão entre anodo e catodo ( $V_{AK}$ ) é um pouco maior do que 0,6V, como veremos mais adiante.

A curva característica do SCR está representada na Figura 10.5.



Podemos observar que na polarização reversa ela é igual à curva do diodo retificador, ou seja, há apenas uma pequena corrente de portadores minoritários que, na maioria das aplicações, pode ser considerada desprezível.

Na polarização direta, a curva do SCR é muito parecida com a do diodo retificador, com exceção da saliência que representa as condições para o disparo do dispositivo.

### 10.1.2. Métodos de Disparo do SCR

O disparo do SCR, para que ele entre em condução, pode ser obtido de diferentes formas:

#### 1) Tensão anodo-catodo ( $V_{AK}$ )

O aumento de  $V_{AK}$  tem como consequência uma expansão na corrente de fuga, que pode atingir níveis suficientes para produzir um brusco aumento na corrente de emissor, fazendo com que o SCR dispare, mesmo que a corrente de gatilho seja nula.

Na curva característica, essa condição de disparo corresponde ao pico da saliência.

A tensão  $V_{AK}$  que permite disparar o SCR sem corrente de gatilho é denominada  $V_{BO}$  (*breakover voltage* ou tensão de disparo).

#### 2) Pulso positivo no terminal de gatilho

Com a aplicação de um pulso no terminal de gatilho, à medida que aumenta a corrente de gatilho, a tensão  $V_{AK}$  (para que o SCR dispare) diminui, conforme mostram os diversos picos na saliência da curva característica.

#### 3) Aplicação de luz

O efeito fotoelétrico pode ser utilizado para disparar o SCR, pois a radiação incidente produz um aumento na quantidade de pares elétron-lacuna, o que aumenta a corrente de fuga até um valor suficiente para propiciar o disparo.

Esse tipo de SCR possui uma janela que permite à luz penetrar no local adequado para gerar esse efeito. Trata-se do LASCR (*Light Activated Silicon Controlled Rectifier* ou Retificador Controlado de Silício Ativado por Luz). Ele possui também o terminal de gatilho, o que permite o disparo pelo método convencional.

### 10.1.3. Especificações do SCR

As principais especificações do SCR estão apresentadas na curva característica da Figura 10.6.



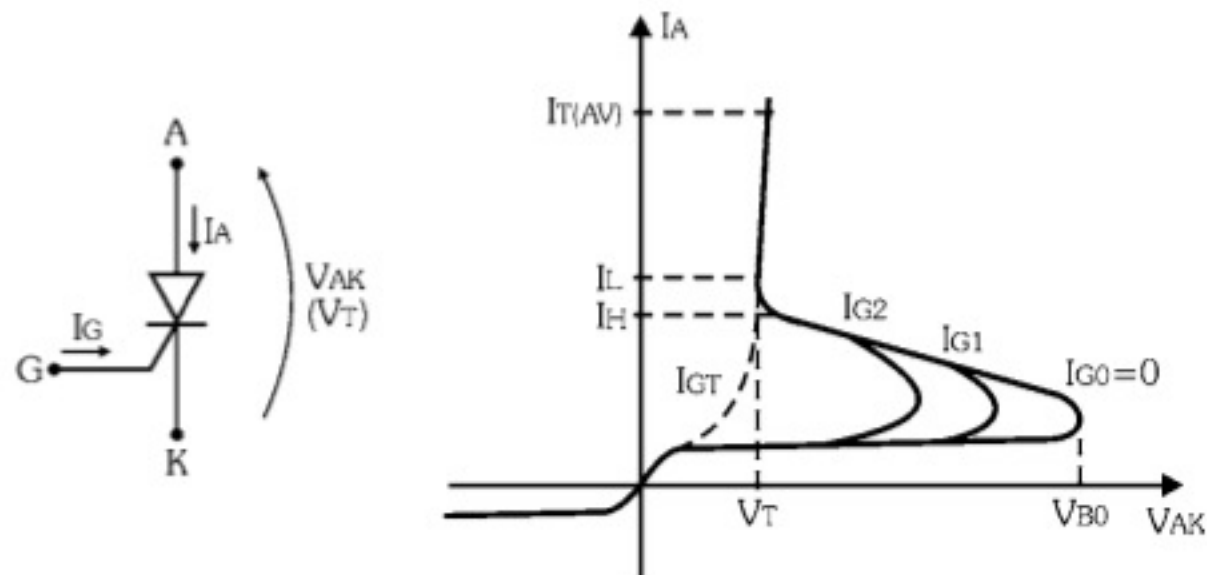


Figura 10.6 - Especificações do SCR.

Conforme já vimos, a tensão  $V_{AK}$  de disparo com  $I_G = 0$  é denominada  $V_{BO}$ .

Se uma corrente de gatilho é aplicada, a tensão  $V_{AK}$  necessária para o disparo diminui. Há um limite máximo de corrente de gatilho, denominado  $I_{GT}$  (*gate trigger current* ou corrente de disparo do gatilho).

Nesse caso, a tensão  $V_{AK}$  necessária para que o disparo ocorra é denominada  $V_T$  (*trigger voltage* ou tensão anodo-catodo de disparo) e a tensão de disparo do gatilho é denominada  $V_{GT}$  (*gate trigger voltage*).

A tensão  $V_T$  é também a queda de tensão no SCR quando ele se encontra em condução. Seu valor típico é de aproximadamente 1,5V.

Para o disparo é preciso que a corrente de anodo  $I_A$  tenha um valor mínimo que é denominado  $I_L$  (*latching current* ou corrente de retenção).

Após o disparo e retirada da corrente de gatilho, a corrente mínima de anodo para manter o SCR em condução é chamada de  $I_H$  (*holding current* ou corrente de manutenção).

Note que  $I_H < I_L$ , ou seja, disparado o SCR e mesmo sem corrente de gatilho, é necessária uma pequena corrente de manutenção para que ele continue conduzindo.

Para que o SCR volte ao bloqueio, é necessário que a corrente de anodo caia abaixo de  $I_H$  ou  $V_{AK} < 0$  (SCR em polarização reversa).

O SCR, tal como o diodo retificador, possui também limitações nas correntes diretas de anodo, denominadas  $I_{T(AV)}$  para corrente média e  $I_{T(RMS)}$  para corrente eficaz, e na tensão reversa entre anodo e catodo, denominada  $V_{RRM}$ .

A seguir, como exemplo, são apresentadas as especificações do SCR BT151:



| Parâmetro                             | Símbolo      | Valor |
|---------------------------------------|--------------|-------|
| Tensão de ruptura reversa máxima      | $V_{RRM}$    | 500V  |
| Corrente de anodo média admissível    | $I_{T(AV)}$  | 7,5A  |
| Corrente de anodo eficaz admissível   | $I_{T(RMS)}$ | 12A   |
| Corrente de manutenção                | $I_H$        | 20mA  |
| Corrente de retenção                  | $I_L$        | 40mA  |
| Corrente máxima de disparo do gatilho | $I_{GT}$     | 15mA  |
| Tensão de condução                    | $V_T$        | 1,4V  |
| Tensão de disparo do gatilho          | $V_{GT}$     | 0,6V  |

#### 10.1.4. SCR em Corrente Contínua

O circuito mostrado na Figura 10.7 ilustra como o SCR pode ser utilizado para controlar a corrente em uma lâmpada DC.

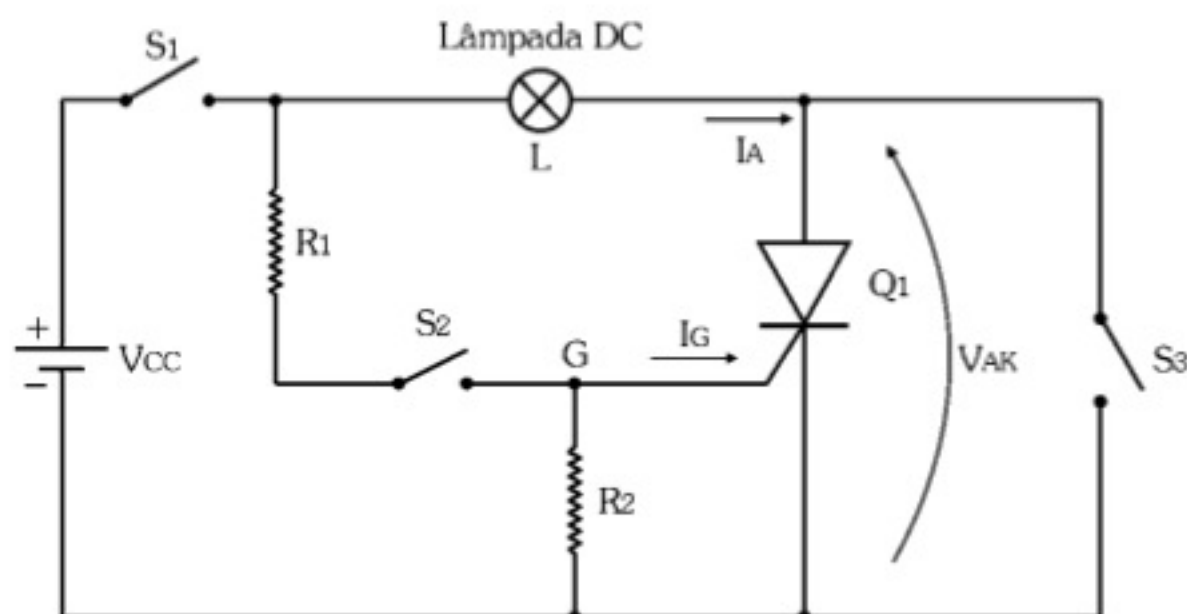


Figura 10.7 - Circuito de acionamento de uma lâmpada DC.

Ligando-se a chave  $S_1$ , embora o SCR esteja polarizado diretamente, ele permanece bloqueado e a lâmpada apagada.

Fechando-se a chave  $S_2$ , a tensão  $V_G$  do divisor de tensão formado por  $R_1$  e  $R_2$  é aplicada ao terminal de gatilho do SCR. Assim, a corrente  $I_G$  e a tensão  $V_{AK}$  são suficientes para colocá-lo em condução, desde que a corrente de anodo seja maior do que  $I_L$ . Finalmente, a lâmpada acende.

Abrindo-se a chave  $S_2$ , o SCR permanece em condução e a lâmpada continua acesa.

Para bloquear o SCR, pode-se abrir a chave  $S_1$ , de modo que a corrente de anodo caia abaixo da corrente de manutenção  $I_H$ . O mesmo ocorre caso a chave  $S_3$  seja fechada, pois toda corrente é desviada para ela, anulando a corrente de anodo.



Nesse último caso, enquanto  $S_3$  estiver fechada, a lâmpada permanece acesa, mas o SCR fica bloqueado. Ao abrir  $S_3$ , a lâmpada apaga.

### 10.1.5. SCR em Corrente Alternada

Os tiristores em geral são muito utilizados para *controlar a potência* em cargas alimentadas por corrente alternada.

No caso do SCR, ele acaba exercendo dupla função: a primeira é *retificar* a corrente alternada, já que ele conduz em um único sentido; a segunda é *controlar o intervalo de tempo do semiciclo de condução* que é entregue à carga pelo controle do ângulo de disparo do SCR.

A Figura 10.8 apresenta um circuito simples no qual o SCR é disparado a um intervalo de tempo  $\Delta t$  a partir do início do semiciclo positivo.

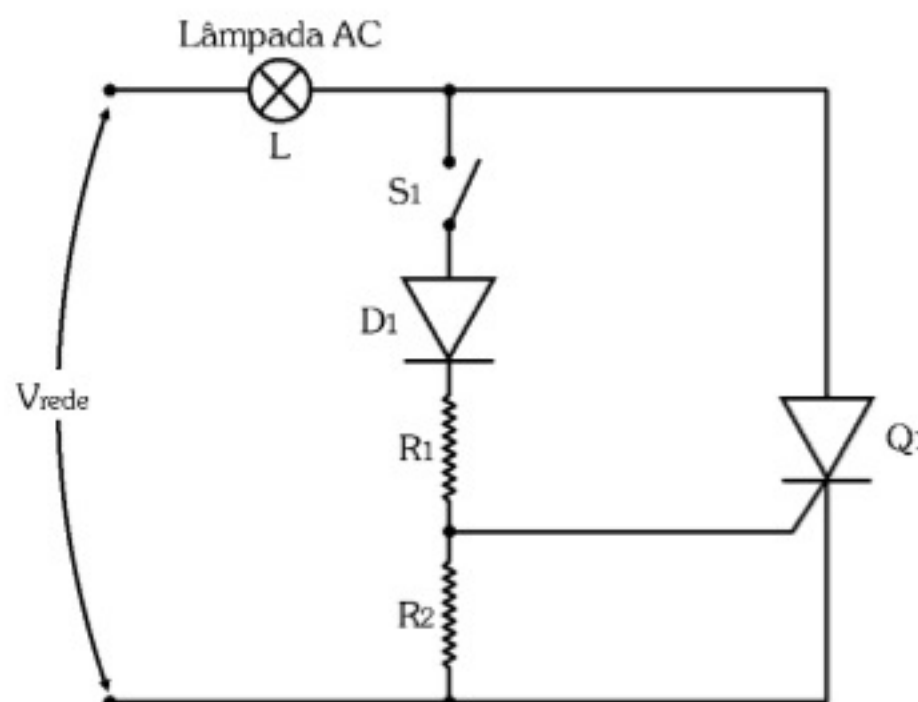


Figura 10.8 - Circuito de controle de uma lâmpada AC.

Com a chave  $S_1$  aberta, o SCR não conduz nos semiciclos positivo e negativo, pois ele se encontra bloqueado.

Quando a chave fecha, o SCR ainda está bloqueado. Vamos supor que o fechamento ocorra no exato momento do início do semiciclo positivo. Nesse caso, a junção gatilho-catodo, que tem a mesma estrutura de um diodo, coloca  $R_2$  em curto, pois ela está diretamente polarizada.

Assim, a corrente passa pelo diodo  $D_1$ , por  $R_1$  e pela junção gatilho-catodo. Quando ela atingir um determinado valor  $I_G$  e a tensão da rede um determinado valor  $V_{AK}$ , que combinados propiciem o disparo do SCR, este entra em condução e praticamente toda a tensão da rede é transferida para a carga, conforme mostram os gráficos da Figura 10.9.



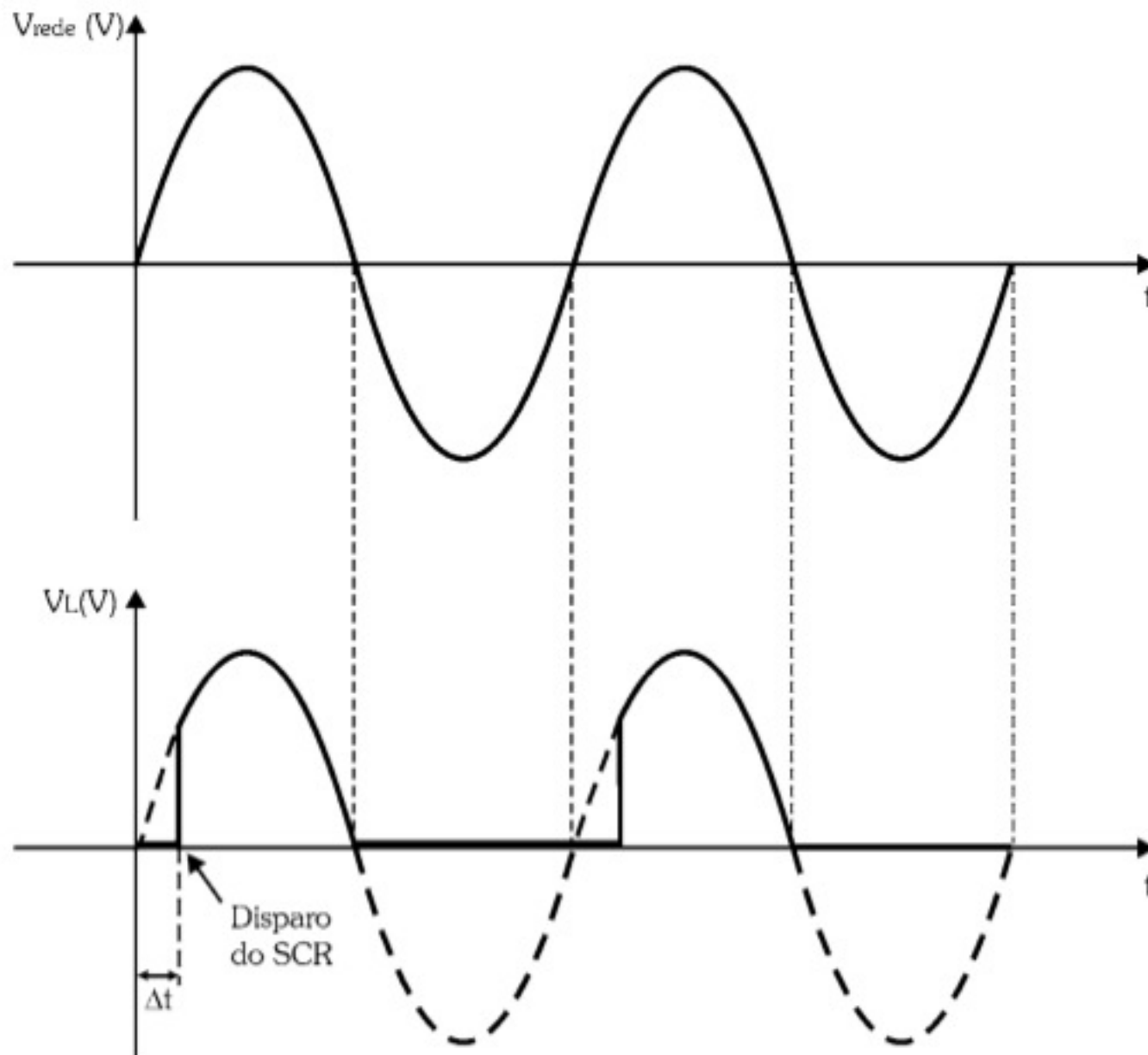


Figura 10.9 - Formas de onda do circuito de acionamento da lâmpada.

O intervalo de tempo  $\Delta t$  depende do valor de  $R_1$ . Quanto maior o valor de  $R_1$ , maior deve ser a tensão da rede para que  $I_G$  atinja o valor necessário para o disparo do SCR.

Observe que no momento que a tensão da rede passa para o semiciclo negativo, o SCR deixa de conduzir, o mesmo ocorrendo com o diodo  $D_1$ . Por isso, a lâmpada apaga.

A *potência dissipada* pela lâmpada é, no máximo, *metade de sua potência nominal*, no caso em que o disparo ocorre quase no início do semiciclo positivo (quando  $R_1$  é de valor muito baixo).

Uma forma de aumentar a potência dissipada pela lâmpada além da metade de sua potência nominal é usar um retificador de onda completa antes da carga, conforme mostra a Figura 10.10.



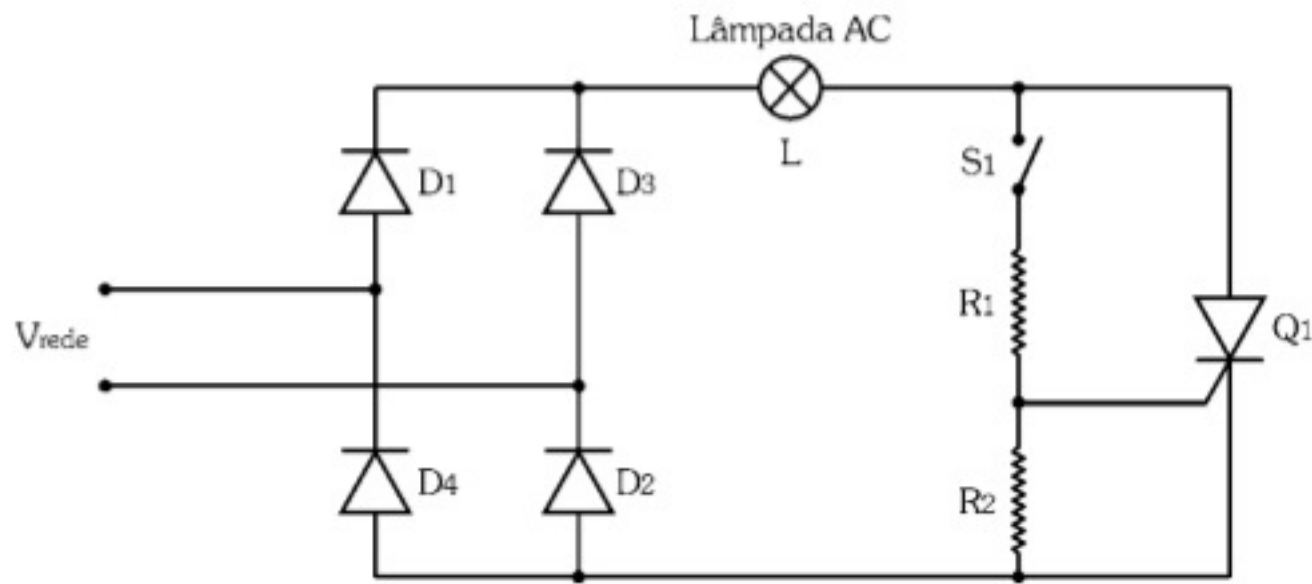


Figura 10.10 - Circuito de controle com onda completa.

Nesse caso, o disparo é feito nos dois semiciclos, e a tensão na carga fica conforme a Figura 10.11.

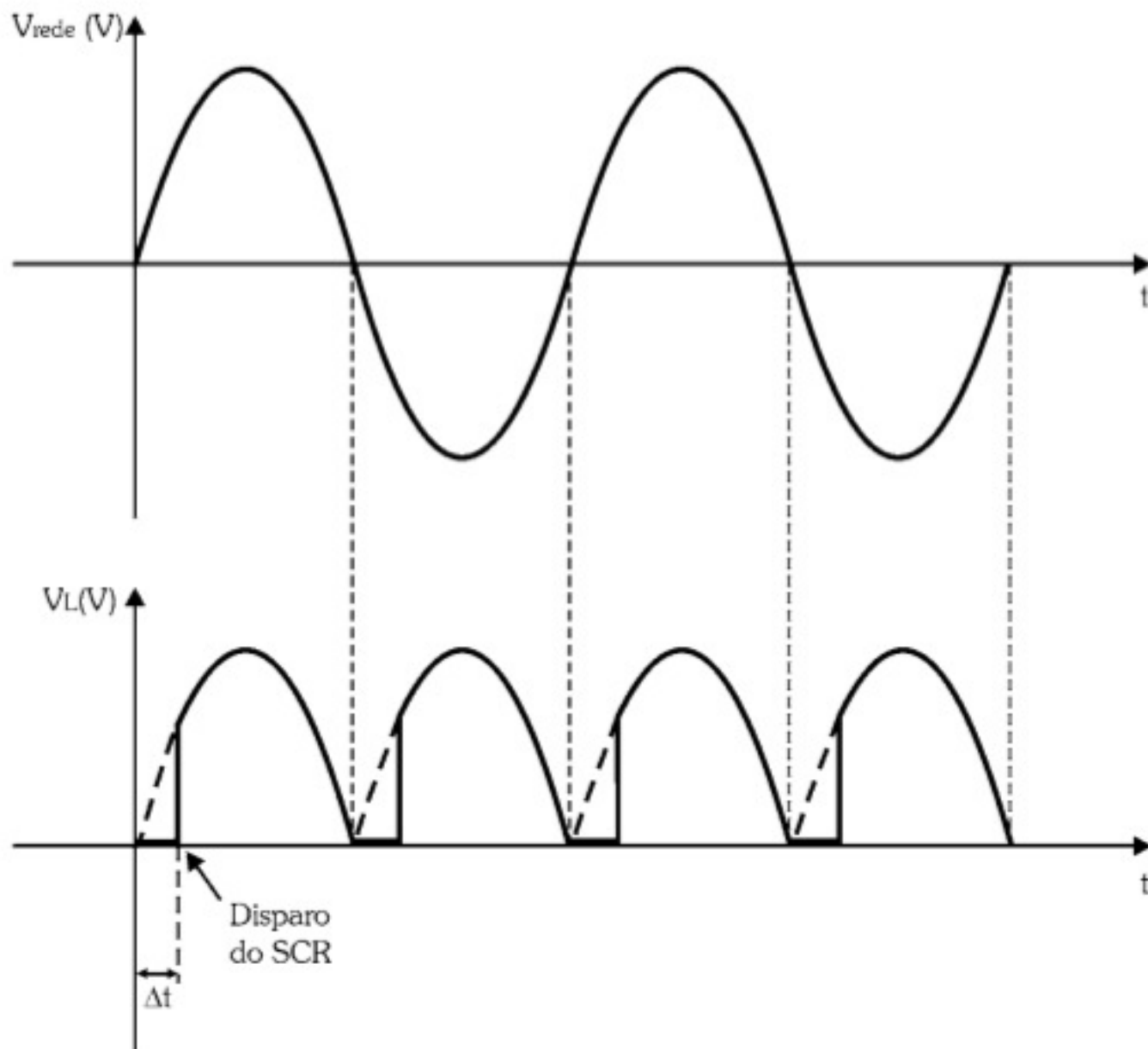


Figura 10.11 - Formas de onda do circuito de controle com onda completa.

A Figura 10.12 mostra o mesmo circuito da Figura 10.8, só que  $R_1$  encontra-se em série com um potenciômetro  $P_1$ , cujo objetivo é variar o ângulo de disparo do SCR.



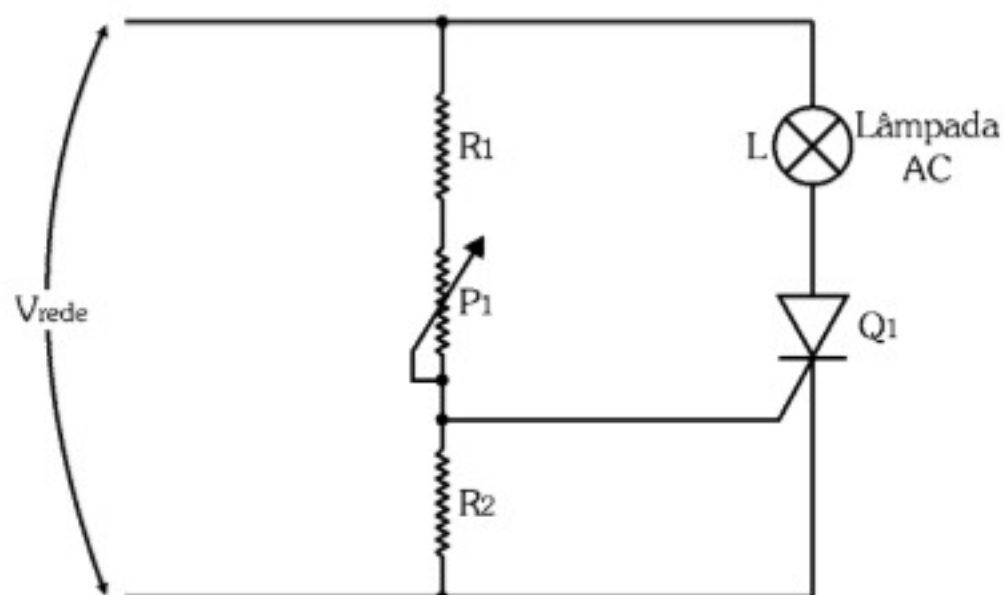


Figura 10.12 - Circuito com controle de ângulo de disparo.

Nesse caso, o ângulo de disparo pode variar desde muito próximo de zero (lâmpada com metade da potência nominal) até no máximo  $90^\circ$  ou  $T/4$  (lâmpada com um quarto da potência nominal), como mostra a Figura 10.13.

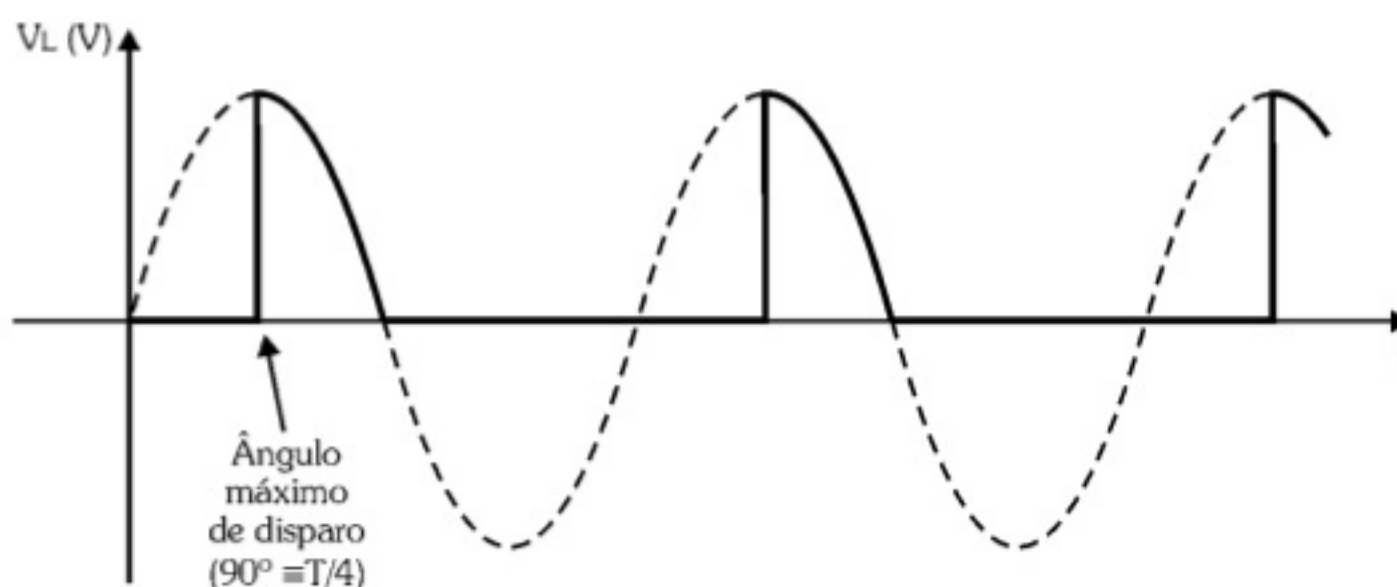


Figura 10.13 - Forma de onda na lâmpada.

Esse limite máximo de ângulo de disparo existe pelo fato de que a tensão da rede para ângulos maiores do que  $90^\circ$  assume os mesmos níveis anteriores para ângulos menores que  $90^\circ$ , quando o SCR já tinha sido disparado. Mais adiante mostramos como esse problema pode ser resolvido.

## 10.2. TRIAC - Triodo de Corrente Alternada

O *TRIAC* (*Triode Alternative Current* ou Triodo de Corrente Alternada) é um tipo de tiristor que permite controlar uma corrente alternada em seus *dois semiciclos* sem a necessidade de uma retificação prévia.



O seu símbolo e a sua curva característica estão na Figura 10.14.

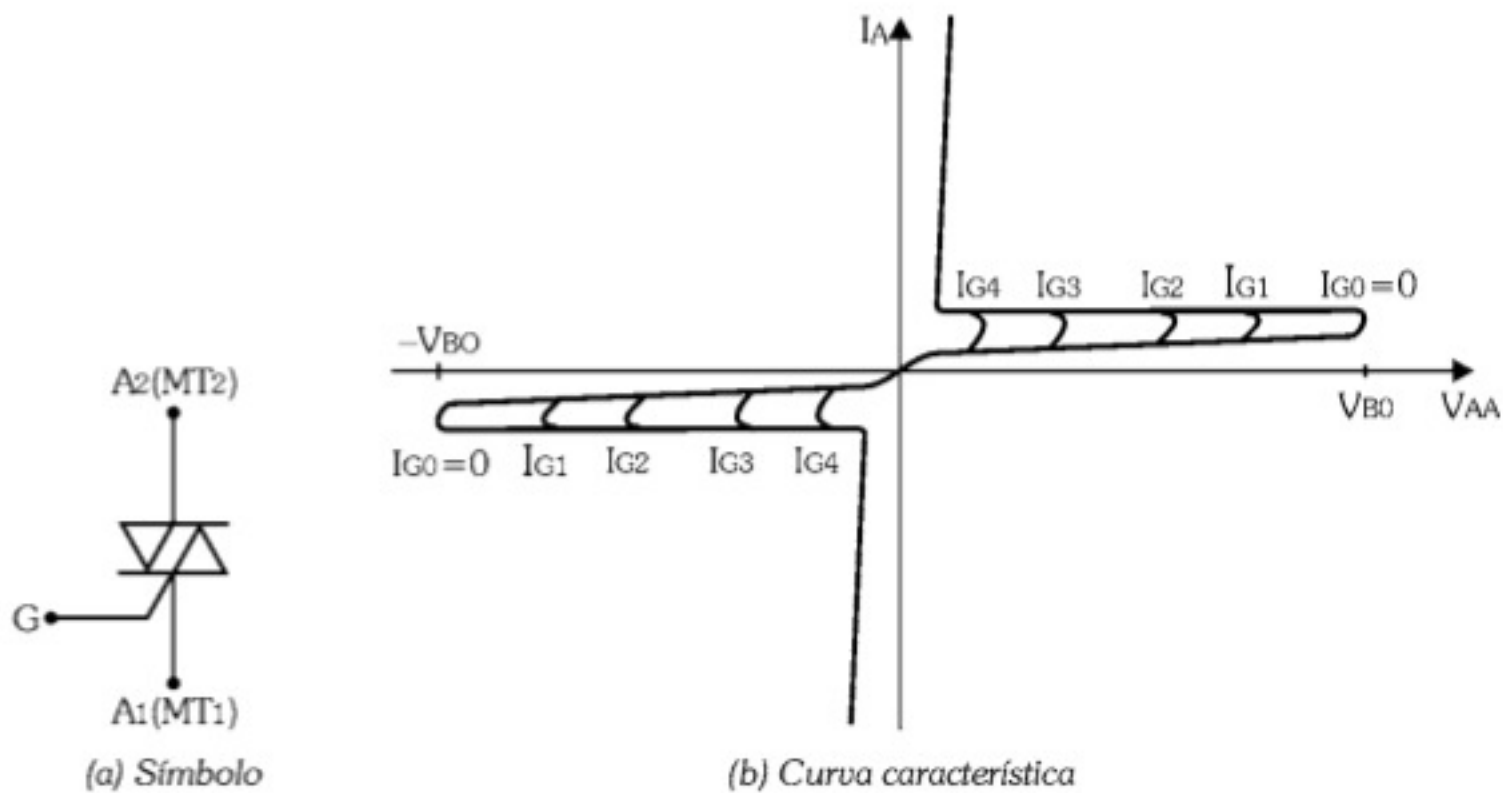


Figura 10.14 - Triodo de corrente alternada - TRIAC.

Para o TRIAC as denominações dos terminais são *anodo 1* (A1), *anodo 2* (A2) e *gatilho* (G). Os terminais anodo 1 e anodo 2 são também denominados, respectivamente, *terminal principal 1* (MT1) e *terminal principal 2* (MT2).

### 10.2.1. Funcionamento do TRIAC

Do ponto de vista construtivo, o TRIAC é similar a dois SCRs ligados em antiparalelo.

Pela sua curva característica podemos observar que o TRIAC pode conduzir corrente nos dois sentidos, desde que haja o disparo. Isso pode ser feito pela aplicação de uma tensão entre os anodos maior do que  $V_{BO}$  e sem corrente de gatilho, ou pela aplicação de uma tensão menor, mas com corrente de gatilho.

Quando o TRIAC está em condução, a queda de tensão entre os seus anodos é de 1 a 2V.

### 10.2.2. Quadrantes de Disparo do TRIAC

O TRIAC, por ser bidirecional, permite pulso de gatilho positivo ou negativo.

As condições de disparo do TRIAC, em função das polaridades dos anodos e do gatilho, podem variar para um mesmo dispositivo.

Por isso, o TRIAC é considerado um dispositivo que pode operar em quatro quadrantes, conforme as polaridades do anodo 2 e do gatilho *em relação ao anodo 1*, tomando este último como referência, conforme ilustra a tabela seguinte:



| Quadrante | $V_{A2}$        | $V_G$ |
|-----------|-----------------|-------|
| I         | +               | +     |
| II        | +               | -     |
| III       | -               | -     |
| IV        | -               | +     |
|           | A1 = referência |       |

### 10.2.3. Especificações do TRIAC

As principais especificações do TRIAC estão apresentadas na curva característica da Figura 10.15.

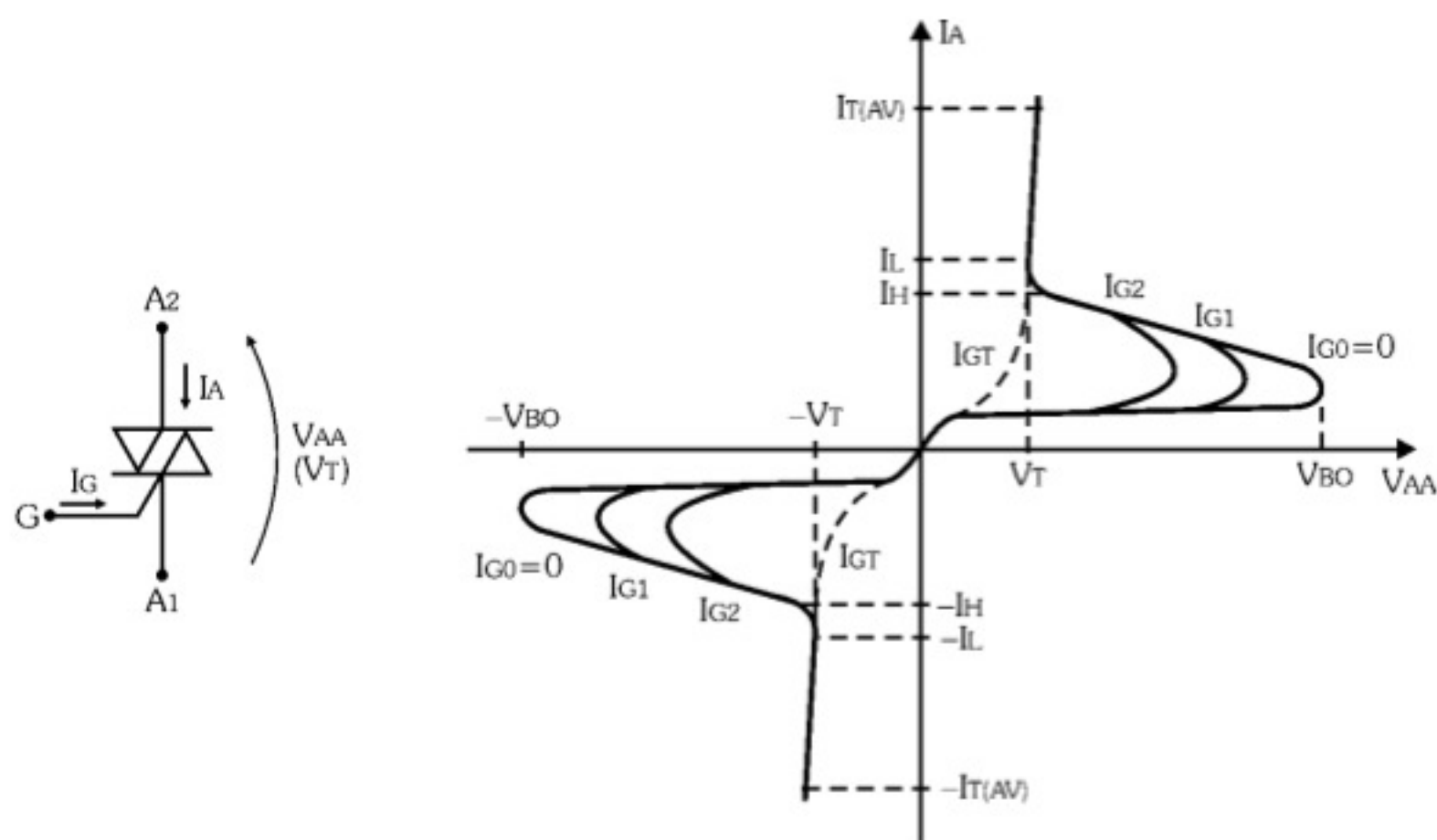


Figura 10.15 - Especificações do TRIAC.

A seguir, como exemplo, acompanhe as especificações do TRIAC BT137:

| Parâmetro                           | Símbolo      | Valor |
|-------------------------------------|--------------|-------|
| Corrente de anodo eficaz admissível | $I_{T(RMS)}$ | 8A    |
| Corrente de manutenção              | $I_H$        | 40mA  |
| Corrente de retenção                | $I_L$        | 60mA  |
| Corrente máxima de disparo          | $I_{GT}$     | 35mA  |
| Tensão de condução                  | $V_T$        | 1,65V |



### 10.2.4. TRIAC em Corrente Alternada

A Figura 10.16 apresenta um circuito simples de controle de potência de uma lâmpada no qual o ângulo de disparo do TRIAC é definido pelo conjunto  $R_1$  e  $P_1$ .

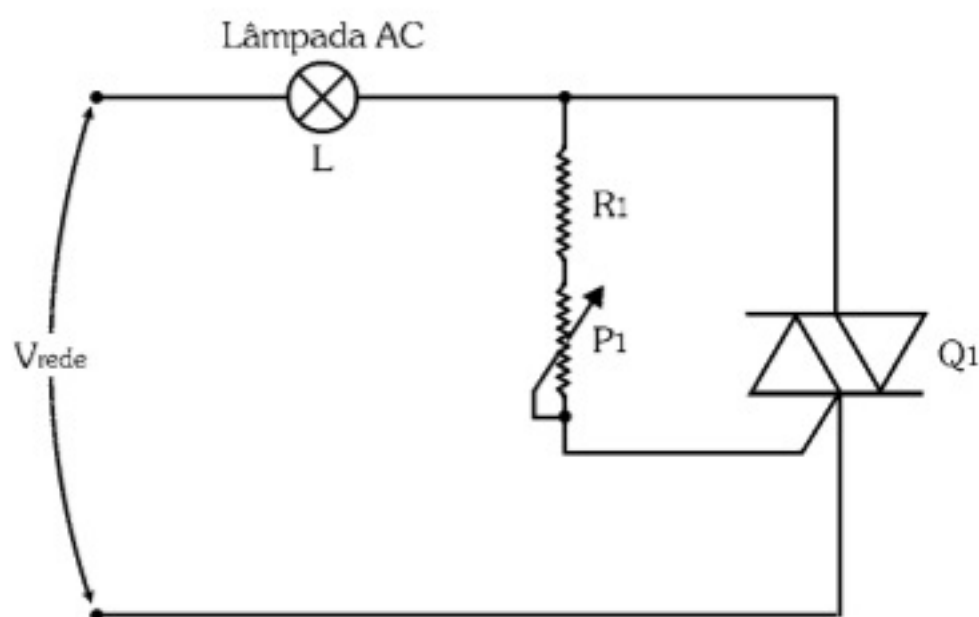


Figura 10.16 - Circuito com controle de potência com TRIAC.

Quando o potenciômetro estiver com resistência nula, o disparo ocorre muito próximo do início do semiciclo, seja ele positivo ou negativo. Caso o potenciômetro esteja no valor máximo, o disparo ocorre com um ângulo maior, de acordo com a Figura 10.17.

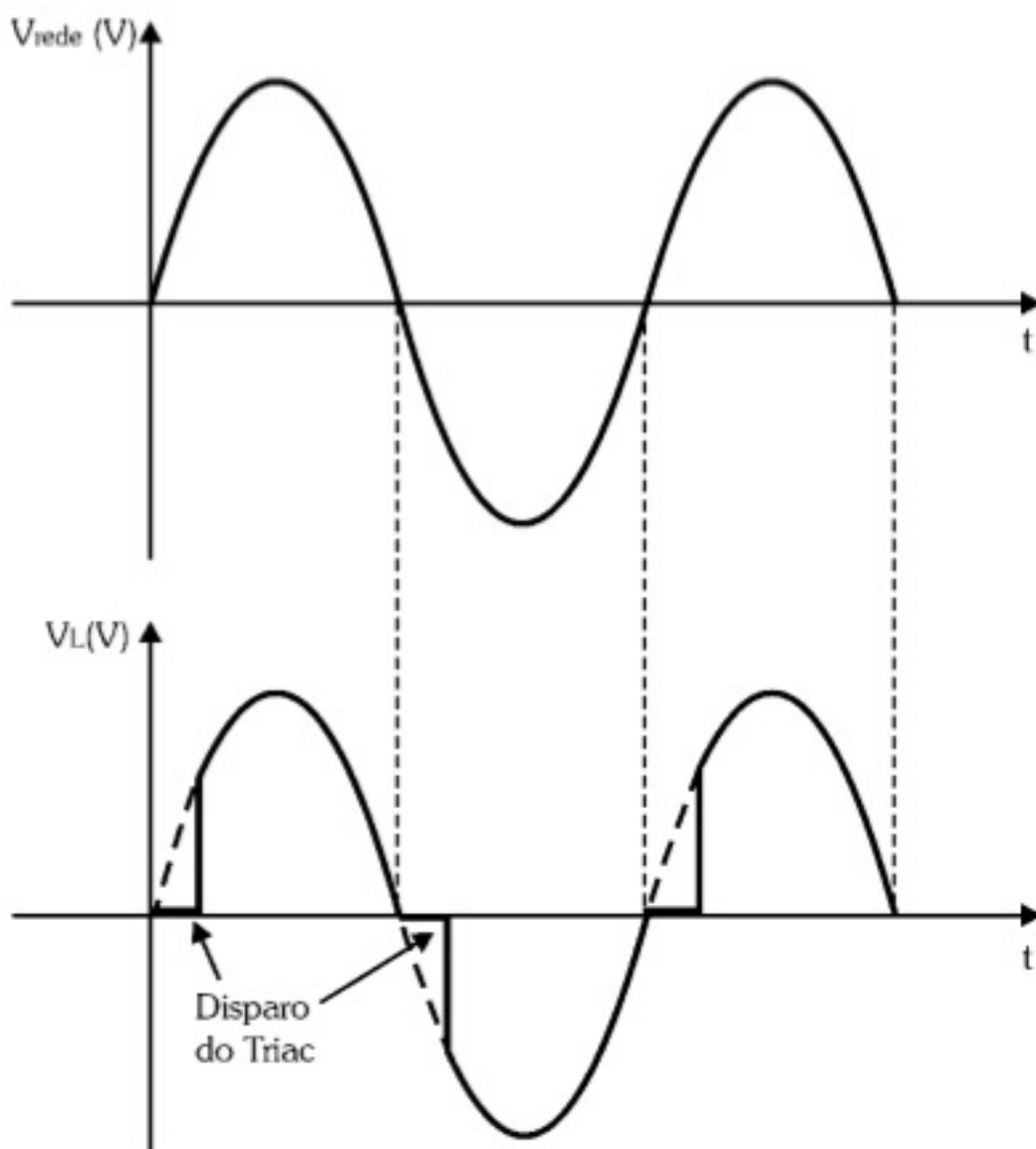


Figura 10.17 - Formas de onda no circuito de controle de potência com TRIAC.



Esse circuito de disparo também limita o ângulo máximo em  $90^\circ$  para semiciclos positivos e em  $270^\circ$  para semiciclos negativos.

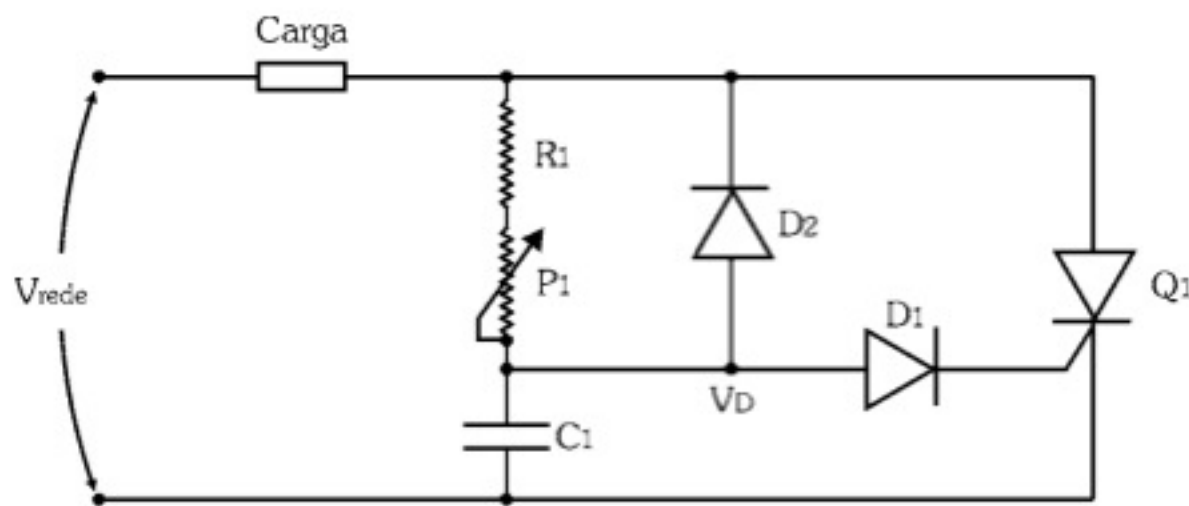
## 10.3. Circuitos de Disparo de Tiristores

Para melhorar o desempenho dos tiristores no controle de potência de uma carga, diversos *circuitos de disparo* foram desenvolvidos, alguns utilizando dispositivos especiais.

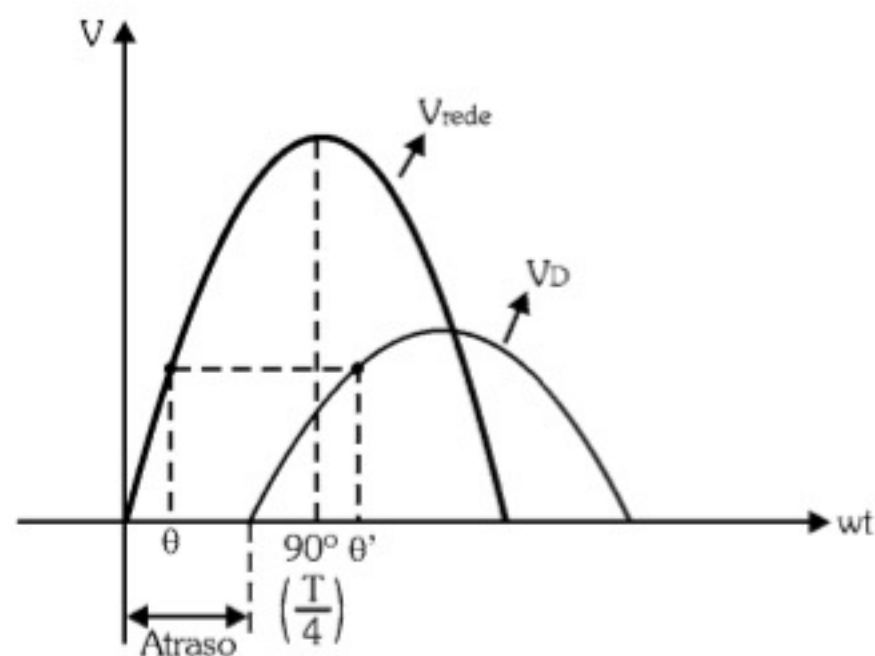
Neste tópico analisamos alguns desses circuitos e dispositivos especiais.

### 10.3.1. Circuito de Disparo por Célula RC

Uma forma de contornar o problema da limitação no ângulo de disparo do SCR é por meio de um *atraso* na tensão usada para o disparo, de modo que ele ocorra depois de  $90^\circ$  (ou  $T/4$ ) nos semiciclos positivos, conforme indica a Figura 10.18.



(a) Circuito de disparo por célula RC



(b) Atraso da tensão

Figura 10.18 - Controle do ângulo de disparo por célula RC.



Nesse circuito, enquanto a tensão da rede cresce no semiciclo positivo, o capacitor se carrega com um atraso dado pela constante de tempo  $\tau = (R_1 + P_1).C$ . Desta forma, o disparo ocorre em  $\theta'$  e pode acontecer praticamente entre  $0^\circ$  e  $180^\circ$ . Assim, a potência da lâmpada pode variar entre zero e metade da máxima nominal.

O diodo  $D_1$  permite que os pulsos de gatilho sejam dados apenas nos semiciclos positivos, para que não haja dissipação desnecessária de potência com pulsos de gatilho nos semiciclos negativos, quando o SCR está bloqueado.

Nos semiciclos negativos, o capacitor carrega-se com tensão negativa, pois o diodo  $D_2$  entra em condução. Isso faz com que o capacitor inicie a carga nos semiciclos positivos aproximadamente nas mesmas condições, garantindo uma certa estabilidade no comportamento do circuito.

### 10.3.2. Circuito de Disparo por DIAC

O *DIAC* (*Diode Alternative Current* ou Diodo de Corrente Alternada) é um tipo de tiristor usado unicamente para *provocar pulsos de gatilho* positivos e negativos.

O seu símbolo e a sua curva característica são mostrados na Figura 10.19.

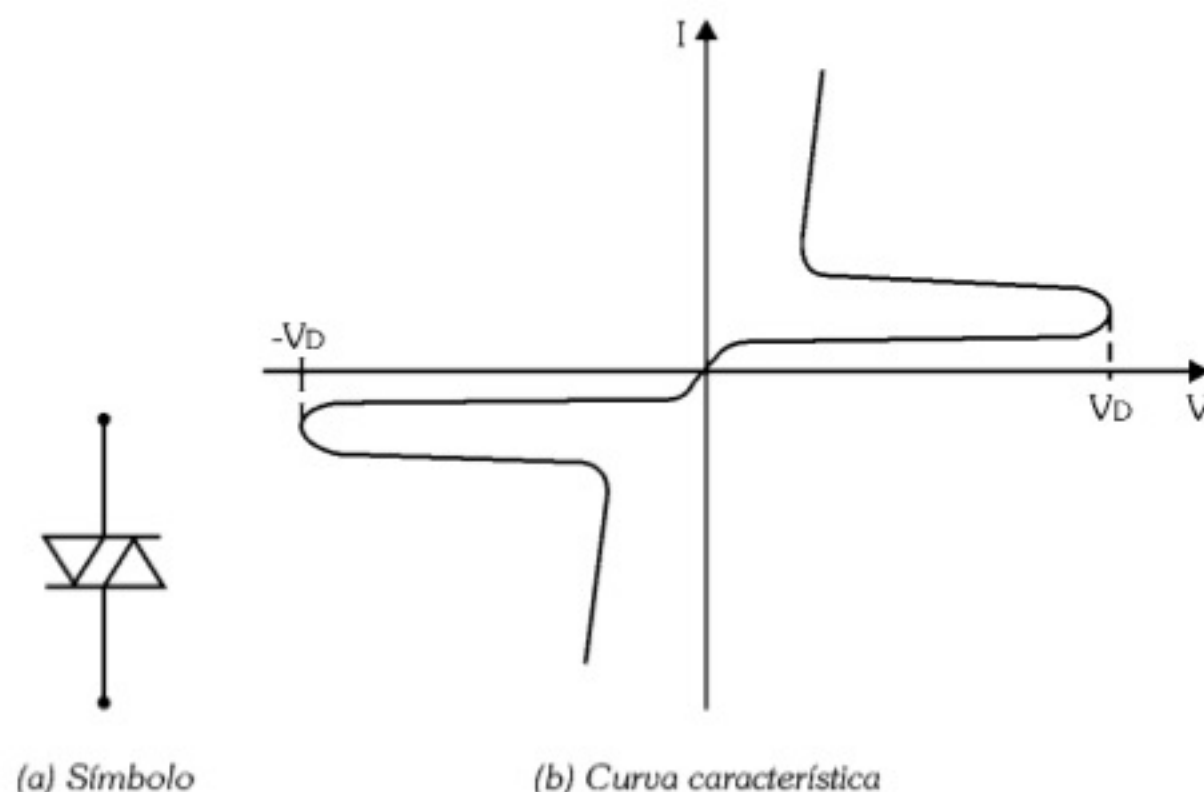


Figura 10.19 - Diodo de corrente alternada - DIAC.

O DIAC é similar a um TRIAC, só que sem o terminal de gatilho, portanto a única forma de dispará-lo é por tensão ( $V_D$ ). Por isso ele é conhecido como *chave bidirecional disparada por tensão*, que pode estar entre 20 e 40V.

A Figura 10.20 mostra um circuito de controle de potência que usa um TRIAC, um DIAC e uma célula RC.



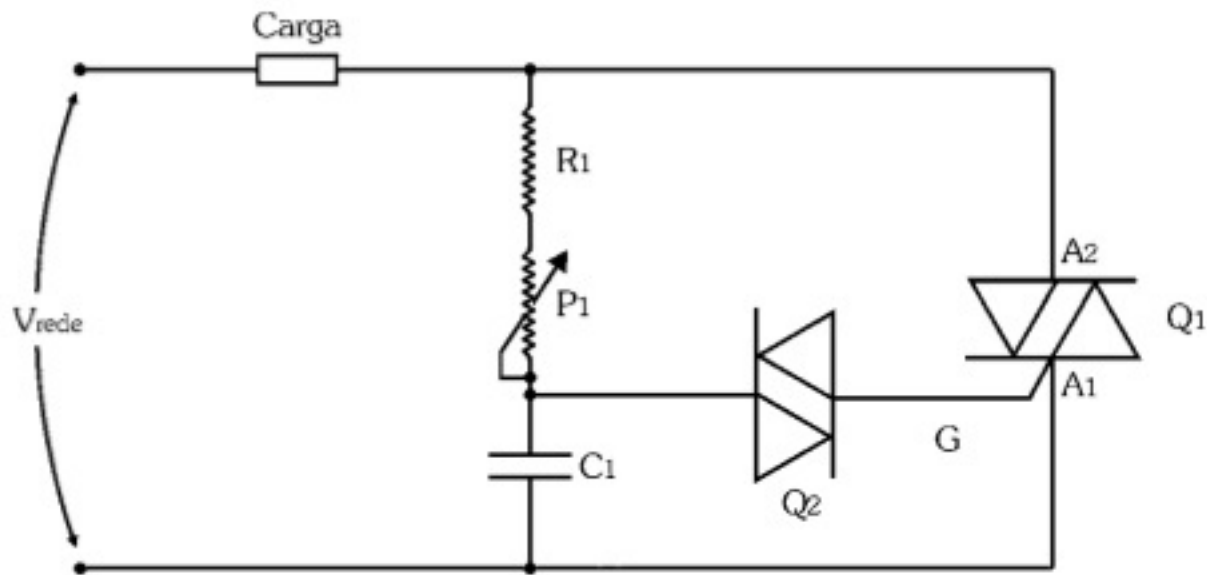


Figura 10.20 - Circuito de controle de potência com disparo por DIAC e célula RC.

A célula RC tem a função de atrasar a tensão da rede. Quando a carga do capacitor atinge a tensão  $V_D$  de disparo do DIAC, ele entra em condução, de modo que o capacitor descarrega-se através dele e da junção gatilho-anodo 1 do TRIAC. Essa corrente de descarga deve ser suficiente para disparar o TRIAC.

Esse circuito, porém, não é o mais recomendado, pois está sujeito ao *efeito histerese*, que corresponde a uma instabilidade no ponto de disparo do DIAC, principalmente para pequenos valores de ângulo de condução. A causa é que o capacitor, após o disparo, não chega a se descarregar totalmente e, em cada semiciclo, ele parte de uma condição de carga diferente.

Esse problema pode ser minimizado quase totalmente se no lugar de uma simples célula RC for utilizada uma *célula RC do tipo  $\pi$* , isto é, com dois capacitores interligados por um resistor, como indica a Figura 10.21.

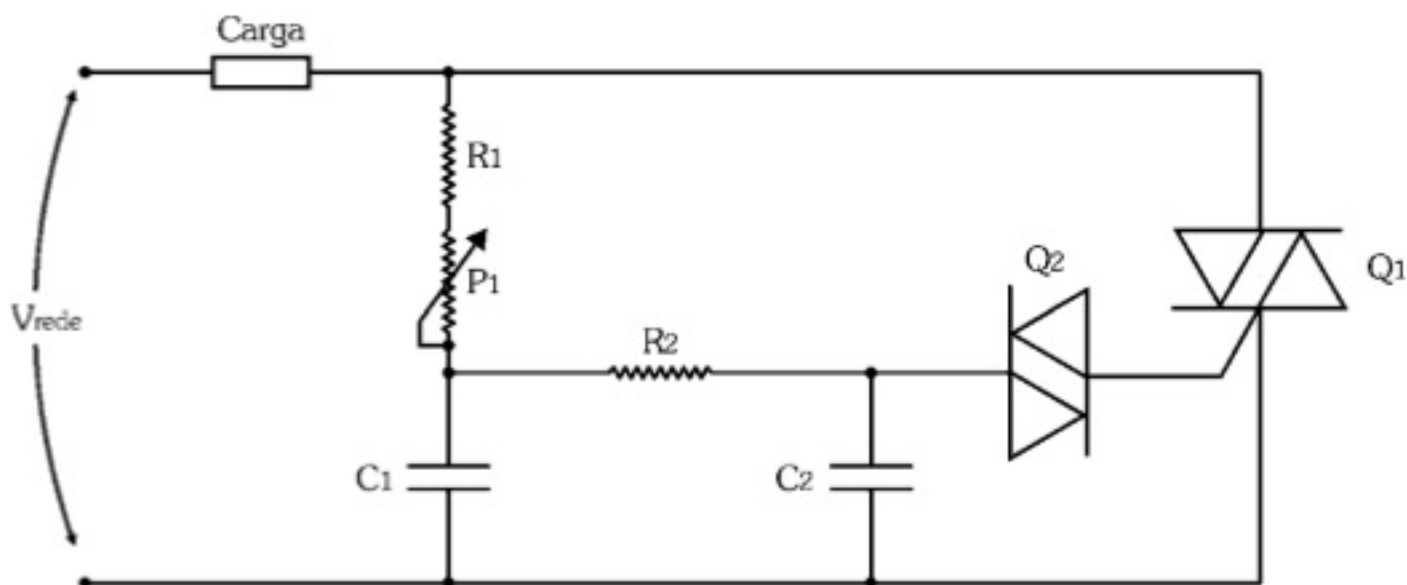


Figura 10.21 - Circuito de controle de potência com disparo por DIAC e célula RC do tipo  $\pi$ .

Nesse circuito, quando  $C_2$  atinge a tensão  $V_D$  de disparo do DIAC,  $C_1$  também encontra-se carregado, de modo que ele se descarrega sobre  $C_2$ . Com isso, refaz a sua condição de carga inicial no começo de cada semiciclo, que praticamente se mantém constante. Para um determinado ajuste de  $P_1$ , o ponto de disparo em cada semiciclo é praticamente o mesmo.



### 10.3.3. Circuito de Disparo por Diodo *Schockley*

O diodo *Schockley* é também conhecido por *diodo de quatro camadas*. A Figura 10.22 apresenta o seu símbolo e a sua curva característica.

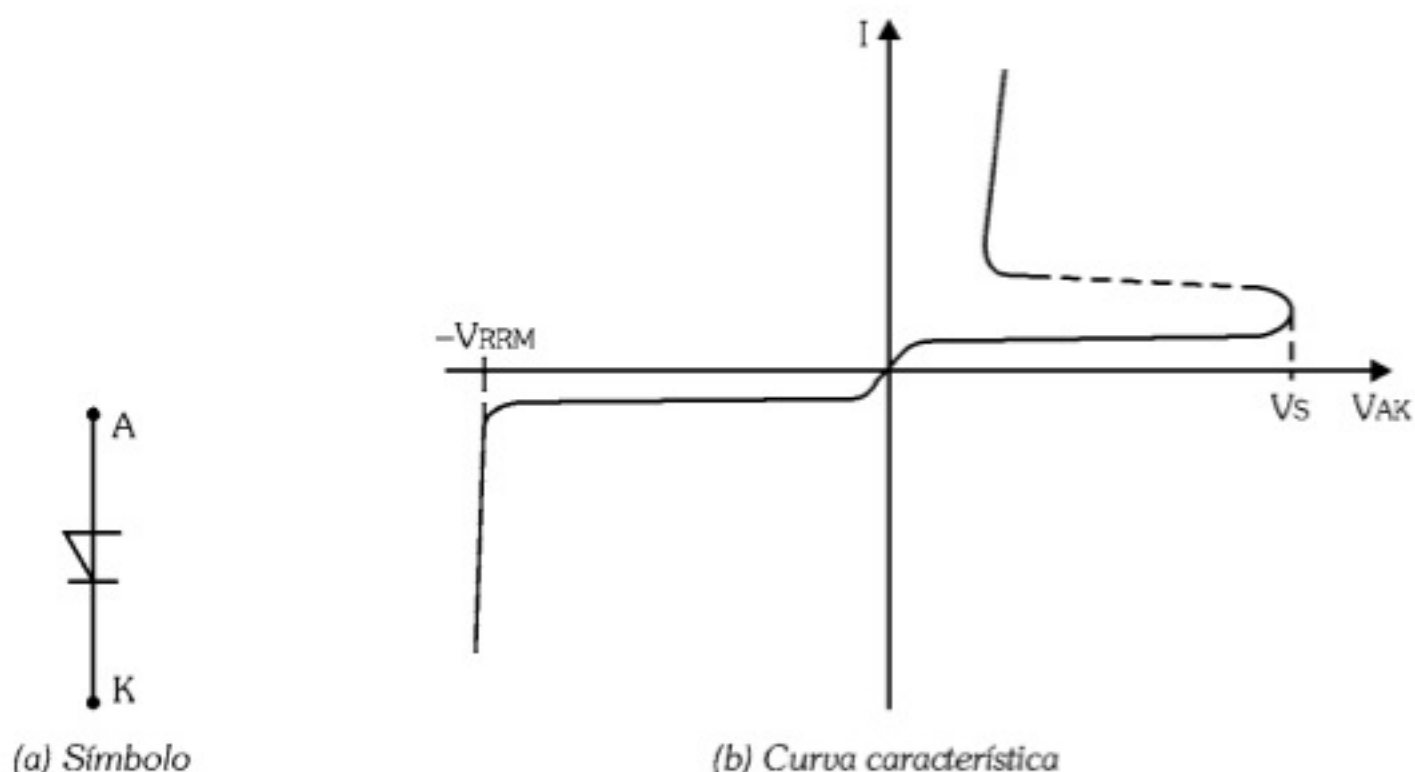


Figura 10.22 - Diodo *Schockley*.

Podemos dizer que o diodo *Schockley* é similar a um SCR, só que sem o terminal de gatilho, de modo que o seu disparo só ocorre por tensão, isto é, quando a tensão  $V_{AK}$  entre anodo e catodo atinge o valor  $V_s$ , conforme mostra a curva característica.

Como o disparo só ocorre para tensões positivas, o diodo *Schockley* somente pode ser utilizado para controlar o gatilho do SCR, como no circuito da Figura 10.23.

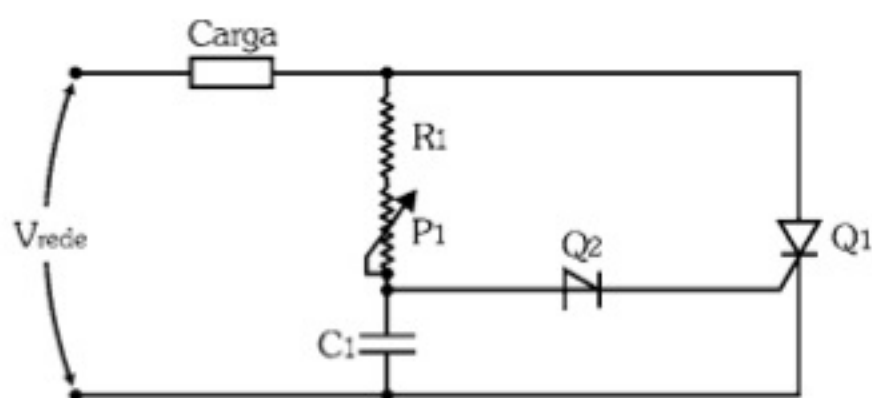


Figura 10.23 - Circuito de controle de potência com disparo por diodo *Schockley*.

### 10.3.4. Circuito de Disparo por SUS

A *SUS* (*Silicon Unilateral Switch* ou Chave Unidirecional de Silício) é um dispositivo que integra dois transistores, um diodo Zener e uma resistência num mesmo encapsulamento. Possui três terminais, a saber: *ânodo*, *catodo* e *gatilho*.



A Figura 10.24 mostra o circuito equivalente, o símbolo e a curva característica.

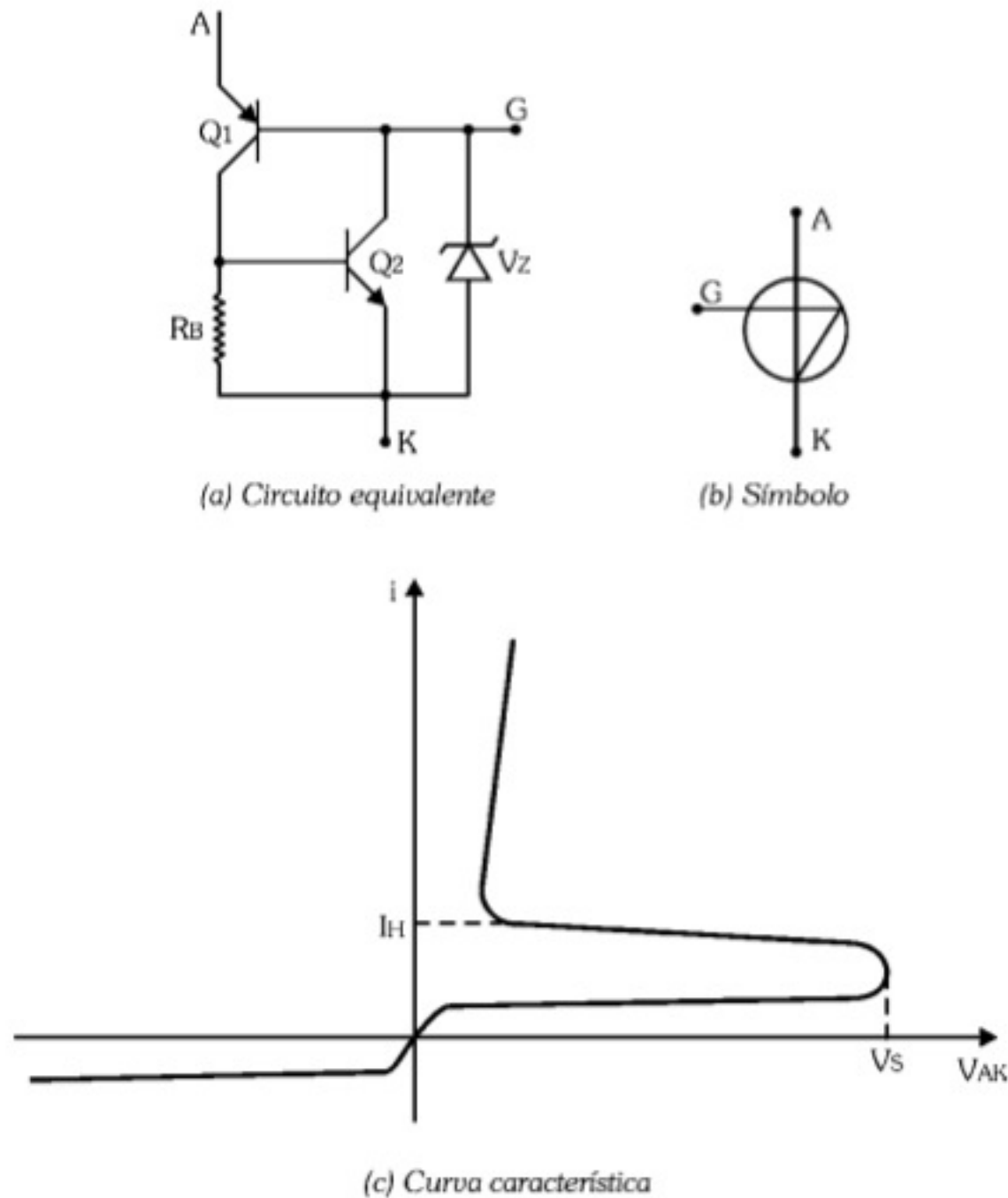


Figura 10.24 - Chave unilateral de silício - SUS.

Pela curva característica observamos que a SUS permanece bloqueada enquanto a tensão  $V_{AK}$  for menor que  $V_s$ .

Caso  $V_{AK}$  atinja a tensão  $V_s$ , a SUS dispara, entrando em condução. Tudo se passa, portanto, como se fosse um DIAC, só que pode disparar somente com uma polaridade.

A diferença da SUS em relação ao DIAC está no fato de que no DIAC a tensão de disparo não pode ser alterada, pois é uma característica do dispositivo.

Já na SUS a tensão de disparo é dada por  $V_s = V_Z + V_{EB1}$ , ou seja, ela depende da tensão Zener interna. No entanto, se um diodo Zener externo  $V'_Z$  for conectado entre o gatilho e o catodo, ou seja, em paralelo com o diodo Zener interno, sendo  $V'_Z < V_Z$ , a nova tensão de disparo passa a ser  $V'_s = V'_Z + V_{EB1}$ .

É possível também reduzir a tensão de disparo da SUS ligando dois resistores externos de mesmos valores, sendo um entre o anodo e o gatilho e outro entre o gatilho e o catodo.



Do mesmo modo que o diodo *Schockley*, a SUS só dispara com tensões positivas, de modo que a sua aplicação restringe-se ao controle do gatilho do SCR, conforme indica a Figura 10.25.

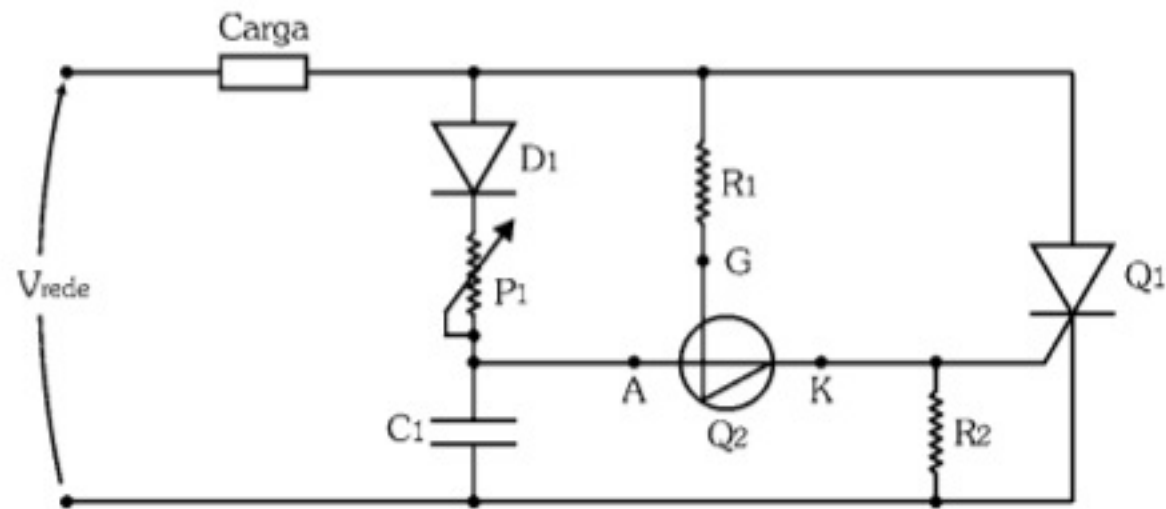


Figura 10.25 - Circuito de controle de potência com disparo por SUS.

Observe que o disparo da SUS ocorre por tensão em função da carga do capacitor, e não por pulso em seu terminal de gatilho.

O resistor  $R_1$  tem a função apenas de permitir que nos semiciclos negativos o capacitor se descarregue por ele e pela junção anodo-gatilho, de modo a evitar o efeito histerese que provocaria instabilidade no ângulo de disparo.

### 10.3.5. Circuito de Disparo por SBS

A SBS (*Silicon Bilateral Switch* ou Chave Bidirecional de Silício) é um dispositivo que integra duas SUS num mesmo encapsulamento e possui três terminais, a saber: *anodo 1*, *anodo 2* e *gatilho*.

A Figura 10.26 mostra o seu símbolo e a sua curva característica.

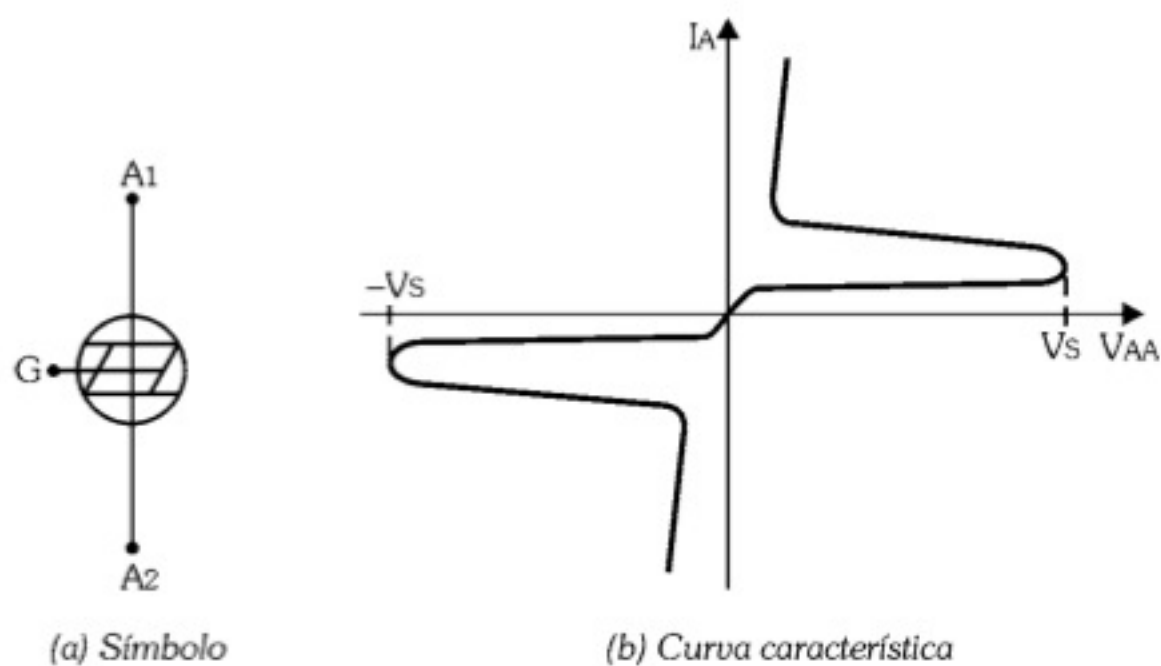


Figura 10.26 - Chave bilateral de silício - SBS.



Pela curva característica observamos que a SBS é similar à SUS, mas pode disparar nos dois sentidos, de modo que ela é usada no circuito de disparo do TRIAC, como exibe a Figura 10.27.

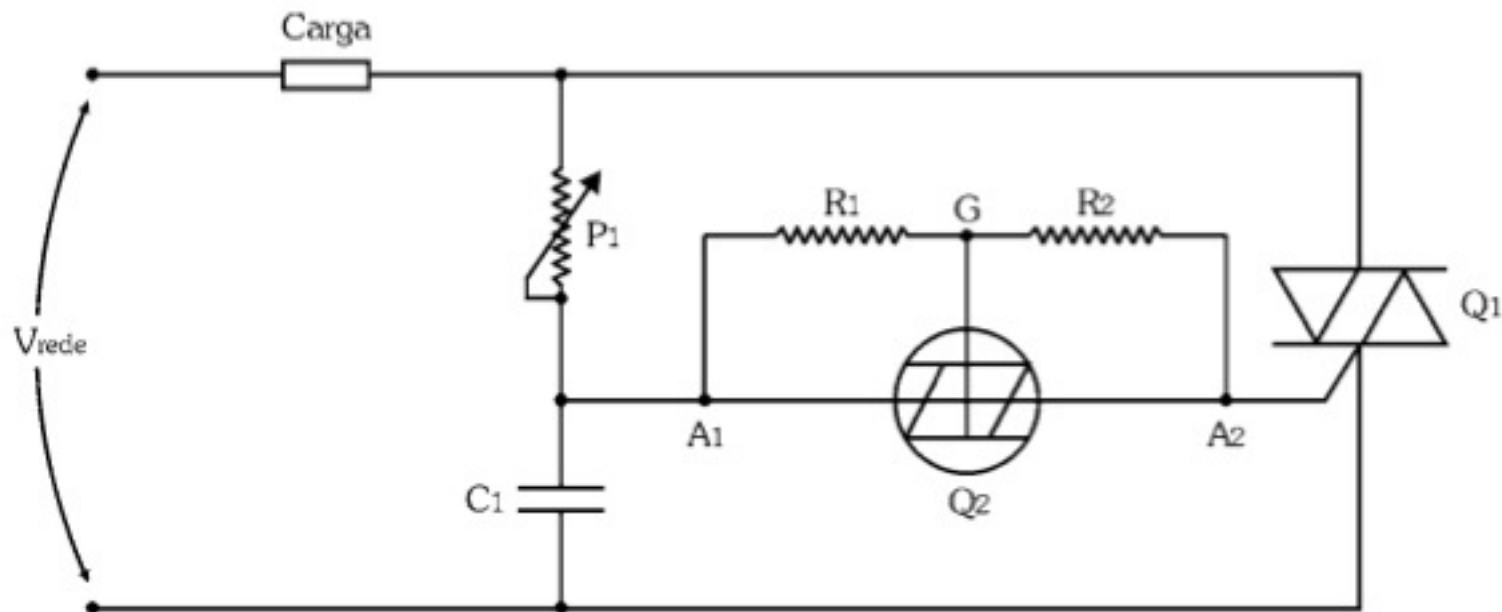


Figura 10.27 - Circuito de controle de potência com disparo por SBS.

Nesse circuito, os resistores  $R_1$  e  $R_2$  têm a função de ajustar a tensão de disparo às especificações do gatilho do TRIAC e  $P_1$  define o ângulo de disparo.

### 10.3.6. Circuito de Disparo por UJT

O UJT (*Unijunction Transistor* ou Transistor de Unijunção) é um dispositivo de três terminais, sendo um *emissor* (E) e duas *bases* ( $B_1$ ) e ( $B_2$ ).

Conforme veremos, ele é muito útil na implementação de circuitos de disparo de SCRs e TRIACs.

A Figura 10.28(a) mostra a estrutura física do UJT e a Figura 10.29(b) apresenta o seu símbolo.

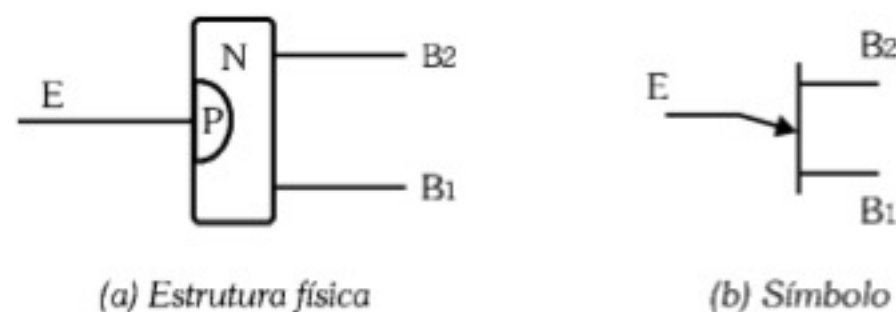


Figura 10.28 - Transistor de Unijunção - UJT.

As bases 1 e 2 estão fixadas em uma barra de silício do tipo N de reduzidas dimensões. Sua *resistência interbase*, denominada  $r_{bb}$ , apresenta, à temperatura ambiente e para corrente de emissor nula, um valor entre  $4k\Omega$  e  $12k\Omega$ , conforme o manual do fabricante.



Por dopagem de impurezas trivalentes, forma-se uma região do tipo P onde se localiza o terminal do emissor. Temos, assim, uma junção PN, estando o emissor no lado P e os dois terminais base 1 e base 2 no lado N.

A seta do emissor indica o sentido da corrente na entrada do UJT.

Para facilitar o entendimento do funcionamento do UJT, apresentamos na Figura 10.29 o seu modelo simplificado para corrente contínua, considerando a condição inicial  $V_E = 0$ .

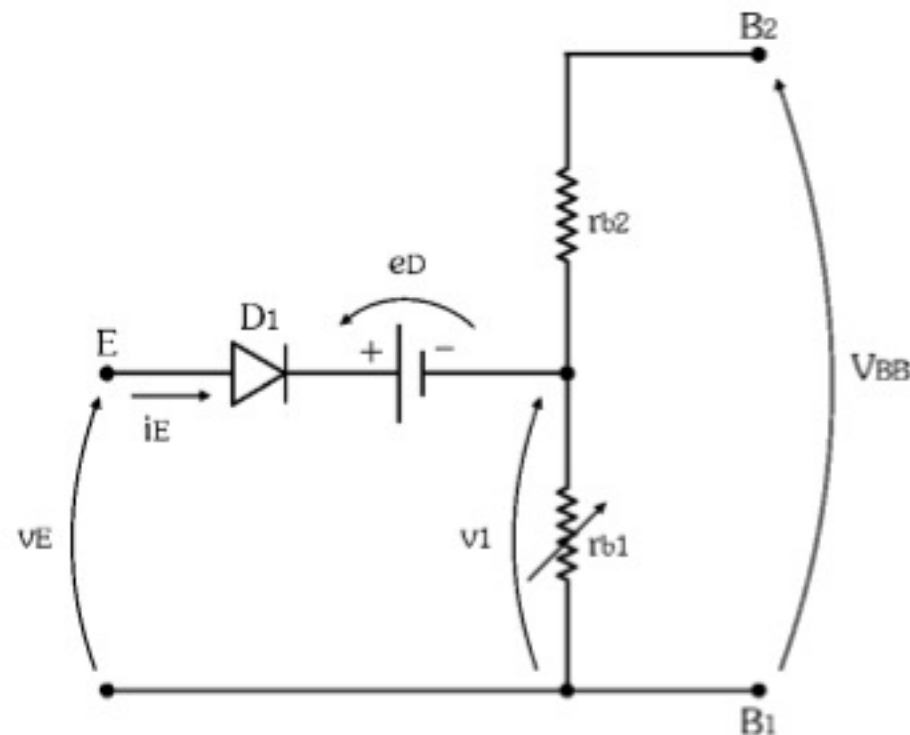


Figura 10.29 - Circuito equivalente do UJT.

Em que:

- $D_1$  - diodo que representa a junção PN
- $e_D$  - tensão de barreira de potencial da junção PN, sendo  $e_D \cong 0,6V$  (silício)
- $r_{b1}$  - resistência variável entre base 1 e emissor
- $r_{b2}$  - resistência entre base 2 e emissor
- $v_1$  - tensão em  $r_{b1}$

Nesse modelo, a resistência interbase está subdividida, de modo que  $r_{bb} = r_{b1} + r_{b2}$ . Conforme veremos mais adiante, a resistência  $r_{b1}$  é variável.

Para polarizar o UJT, usamos dois resistores, um para cada base, conforme indica a Figura 10.30.

A principal aplicação do UJT é como *oscilador de relaxação*. Para essa aplicação é importante que  $R_{B2} \ll r_{b2}$  e que  $R_{B1} \ll r_{b1}$ , de modo a minimizar a queda de tensão nos resistores de polarização.

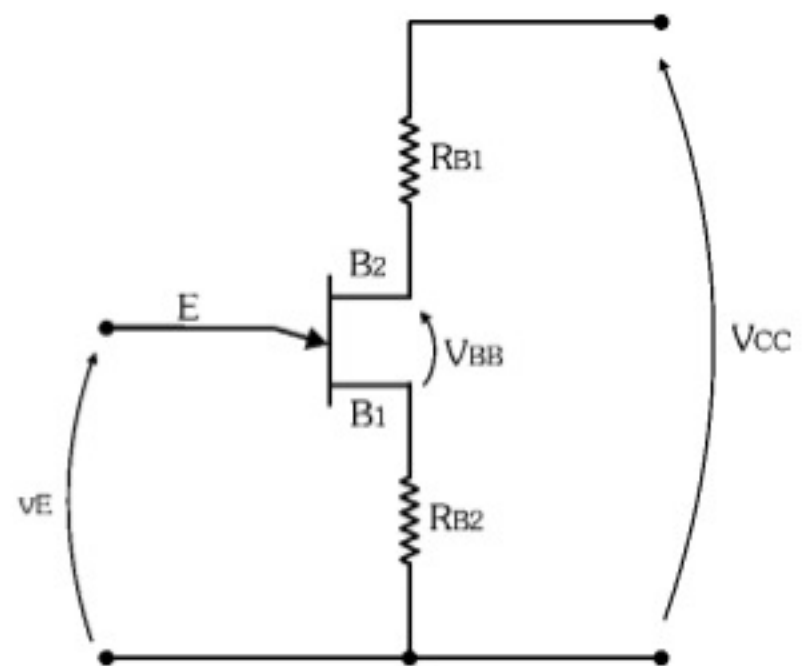


Figura 10.30 - Polarização do UJT.



Normalmente se usa  $R_{B1}$  da ordem de dezenas de ohms e  $R_{B2}$  da ordem de dezenas a centenas de ohms.

Assim, a tensão de saída  $v_1$  em  $r_{b1}$  vale aproximadamente:

$$v_1 = \frac{r_{b1} + R_{B1}}{r_{b1} + R_{B1} + r_{b2} + R_{B2}} \cdot V_{CC}$$

Desprezando  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$ , tem-se:

$$v_1 = \frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} \cdot V_{CC} \Rightarrow \boxed{v_1 = \eta \cdot V_{CC}} \quad \text{em que} \quad \boxed{\eta = \frac{r_{b1}}{r_{bb}}}$$

O coeficiente  $\eta$  (eta) é denominado *relação intrínseca de disparo* e faz parte das especificações do UJT fornecidas pelo fabricante. Normalmente, o valor de  $\eta$  está entre 0,4 e 0,9.

As curvas características do UJT apresentam-se na Figura 10.31.

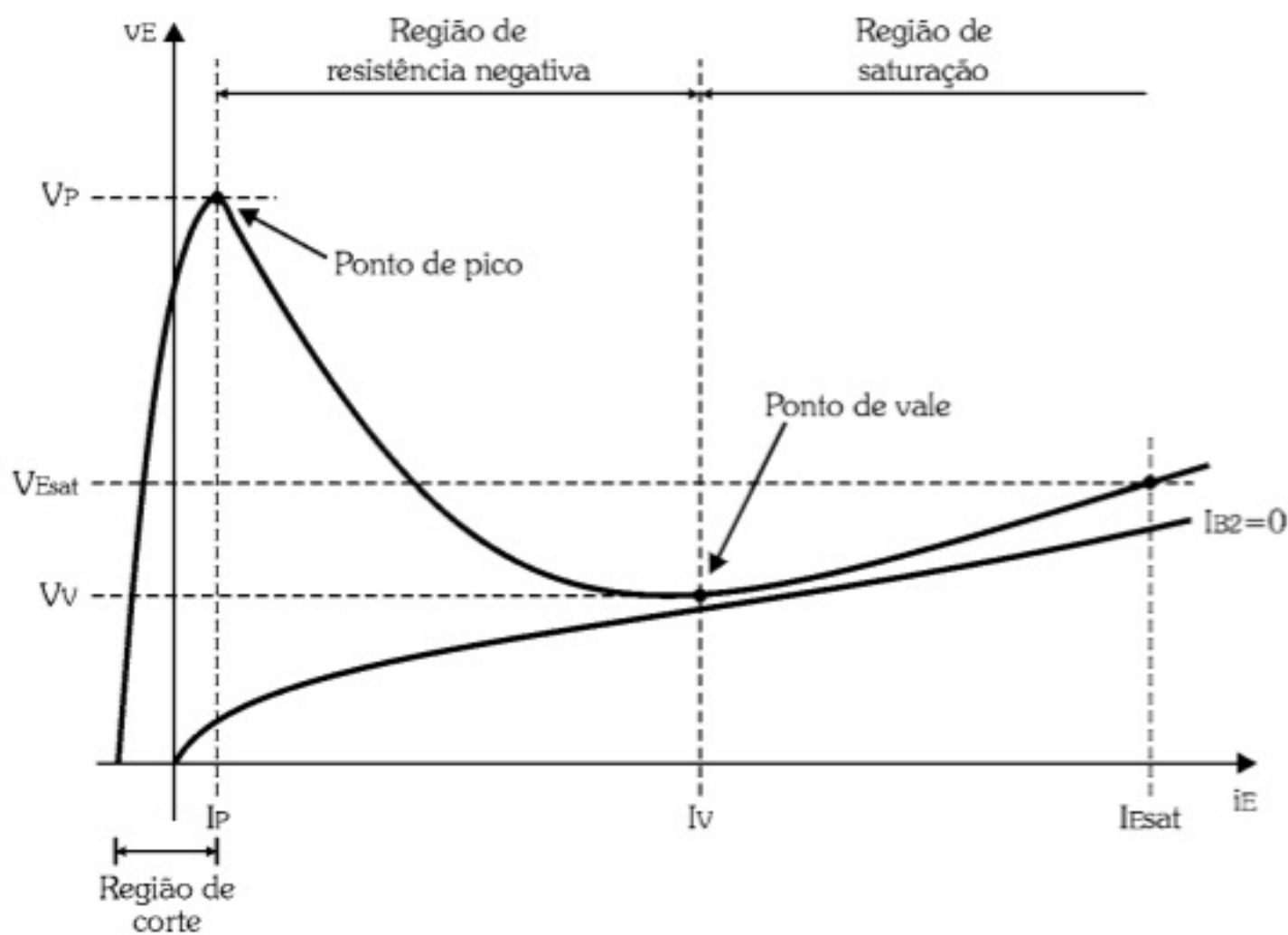


Figura 10.31 - Curvas características do UJT.

Em que:

- $I_V$  - corrente de vale
- $V_V$  - tensão de vale
- $I_P$  - corrente de pico
- $V_P$  - tensão de pico
- $V_{Esat}$  -  $V_E$  de saturação
- $I_{Esat}$  -  $I_E$  de saturação



A primeira curva faz referência ao comportamento do UJT quando não há tensão aplicada na base 2, de modo que  $I_{B2} = 0$ .

Nesse caso, o UJT tem o comportamento de uma junção PN, similar a um diodo. Inclusive, essa curva corresponde à curva característica típica de um diodo. Para o UJT os eixos são representados de forma invertida, isto é, a corrente no eixo da abscissa e a tensão no eixo da ordenada.

A segunda curva mostra o comportamento do UJT quando a tensão  $V_{CC}$  é aplicada aos resistores de polarização das bases 1 e 2.

Nesse caso, tem-se que  $v_E = e_D + v_1$  ou ainda  $v_E = e_D + \eta \cdot V_{CC}$ .

Se  $v_E < (e_D + v_1)$ , o diodo que representa a junção PN encontra-se cortado e o UJT bloqueado, porém se  $v_E = V_P = (e_D + v_1)$ , a junção entra em condução e o UJT *dispara*.

O disparo do UJT corresponde ao surgimento de uma corrente do emissor para as bases, aumentando os portadores positivos de carga na região N. Isso provoca uma variação negativa na resistência  $r_{b1}$ , indicada na Figura 10.31 por região de *resistência negativa*. Por isso, no modelo  $r_{b1}$  é representada por uma resistência variável.

A redução de  $r_{b1}$  provoca aumento na corrente  $i_E$ , mas ela é limitada por  $I_{Esat}$ , devido à saturação da região N.

### Oscilador de Relaxação

O *oscilador de relaxação* é a principal aplicação do UJT. Seu objetivo é *gerar picos de tensão* que atuam como pulsos de gatilho para o disparo de tiristores em circuitos de controle de potência. A frequência desse sinal é determinada por dispositivos externos.

O circuito do oscilador de relaxação está na Figura 10.32.

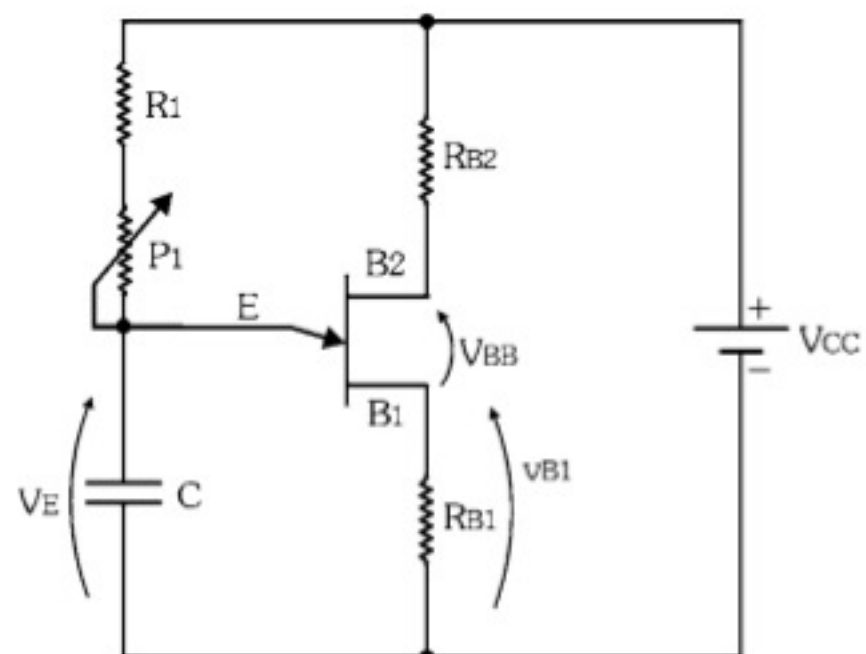


Figura 10.32 - Circuito oscilador de relaxação.

Ao ligar o circuito, o capacitor carrega-se por meio da resistência  $R_E = R_1 + P_1$  com uma constante de tempo dada por  $\tau_1 = R_E \cdot C$ , conforme vemos no gráfico de  $V_E$ , na Figura 10.33.



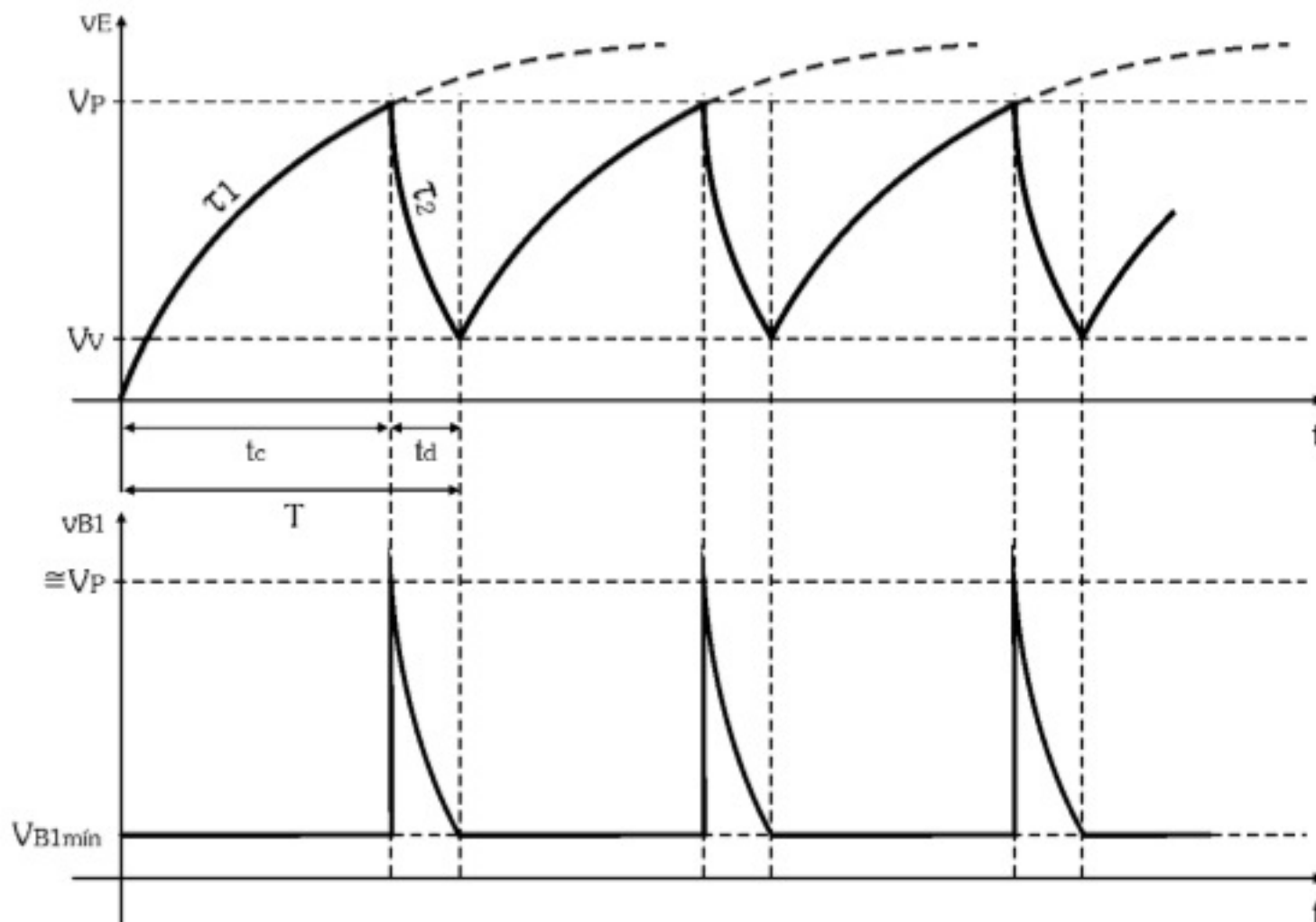


Figura 10.33 - Formas de onda no oscilador de relaxação.

A tensão no capacitor tende a crescer até a tensão de alimentação  $V_{CC}$  do circuito, conforme mostra a linha pontilhada. Ao atingir a tensão de pico  $V_P$  do UJT, ele dispara, de modo que o capacitor se descarrega por meio da resistência  $r_{b1} + R_{B1}$ . Como  $R_{B1} \ll r_{b1}$ , a constante de tempo de descarga vale aproximadamente  $\tau_2 = r_{b1}.C$ .

Nos osciladores de relaxação usados para o controle de potência de cargas ligadas à rede de 60Hz, tem-se sempre  $\tau_1 \gg \tau_2$ , ou seja, o tempo de carga do capacitor ( $t_c$ ) é muito maior que o tempo de sua descarga ( $t_d$ ).

Passemos agora a uma análise da tensão  $v_{B1}$  indicada na Figura 10.32.

Enquanto a tensão nos terminais do capacitor não atinge o valor de pico  $V_P$ , o UJT permanece no corte, de modo que a única corrente no circuito é aquela relativa à aplicação de  $V_{CC}$  às bases 1 e 2.

Essa corrente garante uma tensão  $V_{B1mín}$  praticamente constante e de baixo valor, conforme podemos observar no gráfico de  $v_{B1}$ . Esse baixo valor *não pode ser suficiente para disparar o tiristor*. O seu valor aproximado é dado por:

$$V_{B1mín} = \frac{V_{CC}.R_{B1}}{r_{bb}}$$

**Observação:** Se o manual do fabricante fornecer valores mínimo e máximo de  $r_{bb}$ , usar o valor mínimo para estimar  $V_{B1}$  no pior caso.



Quando  $v_E$  atinge o valor  $V_P = e_D + \eta \cdot V_{CC}$ , o UJT dispara, produzindo um *pico de tensão em  $v_{B1}$*  com valor muito próximo a  $V_P$ , seguido da descarga rápida do capacitor. No instante em que  $v_E$  atinge a tensão de vale, o UJT entra novamente em corte, reiniciando novo ciclo.

O valor aproximado do período  $T$  do trem de impulsos pode ser calculado pela fórmula:

$$T = R_E \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \quad \text{sendo:} \quad f = \frac{1}{T} \quad (f = \text{frequência do sinal})$$

Como  $R_E = R_1 + P_1$ , o período do sinal pode ser ajustado por  $P_1$ .

A resistência  $R_E$  deve ser tal que garanta tanto o ponto de disparo do UJT por meio de  $V_P$  e  $I_P$ , como o seu corte por meio de  $V_V$  e  $I_V$ , de modo que ele possa disparar mais de uma vez. Nesse caso,  $R_E$  deve estar compreendido entre um valor máximo e mínimo, conforme a expressão:

$$\frac{V_{CC} - V_V}{I_{V\text{mín}}} \leq R_E \leq \frac{V_{CC} - V_P}{I_{P\text{máx}}}$$

### Exercício Resolvido

Deseja-se gerar pulsos com frequência entre 200 e 800 Hz usando o UJT 2N2646 para disparar o SCR BT 151, conforme o circuito mostrado na Figura 10.34.

Determine  $R_1$ ,  $P_1$  e  $C$ .

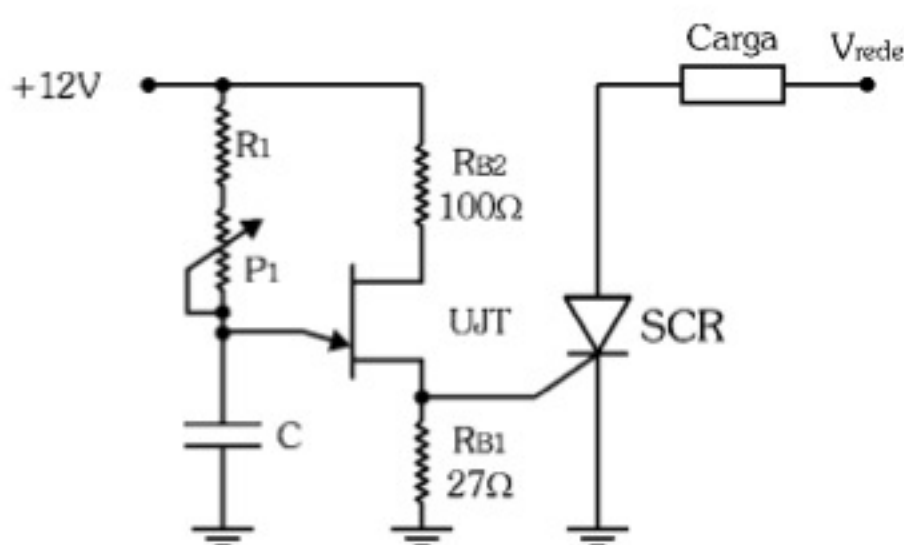


Figura 10.34 - Exemplo de aplicação.

#### UJT: 2N2646

|          | Mín  | Típ | Máx  | Un            |
|----------|------|-----|------|---------------|
| $I_P$    | -    | 1,0 | 5,0  | $\mu\text{A}$ |
| $I_V$    | 4,0  | 6,0 | -    | mA            |
| $V_V$    | -    | 2,0 | -    | V             |
| $\eta$   | 0,56 | -   | 0,75 | -             |
| $r_{bb}$ | 4,7  | 7,0 | 9,1  | k $\Omega$    |

#### SCR: BT151

|          | Mín | Típ | Máx  | Un |
|----------|-----|-----|------|----|
| $V_{GT}$ | -   | 0,6 | 1,5  | V  |
| $I_{GT}$ | -   | 2,0 | 15,0 | mA |



Em primeiro lugar, verifique se  $V_{B1\text{mín}} < V_{GT}$ , de modo a garantir que o SCR não dispare sem a aplicação dos pulsos de gatilho.

$$V_{B1\text{mín}} = \frac{V_{CC} \cdot R_{B1}}{R_{bb\text{mín}}} \Rightarrow V_{B1\text{mín}} = \frac{12,27}{4,7 \cdot 10^3} \Rightarrow V_{B1\text{mín}} = \frac{12,27}{4,7 \cdot 10^3} \Rightarrow V_{B1\text{mín}} = 0,07\text{V}$$

Portanto,  $V_{B1\text{mín}} < V_{GT}$ .

O valor de  $\eta$  a ser usado para os cálculos pode ser a média entre os valores mínimo e máximo fornecidos pelo manual do fabricante. Assim:

$$\eta = \frac{\eta_{\text{mín}} + \eta_{\text{máx}}}{2} \Rightarrow \eta = \frac{0,56 + 0,75}{2} \Rightarrow \eta = 0,66$$

Para a tensão de alimentação do circuito  $V_{CC} = 12\text{V}$ , a tensão de disparo  $V_P$  do UJT é:

$$V_P = e_D + \eta \cdot V_{CC} \Rightarrow V_P = 0,6 + 0,66 \cdot 12 \Rightarrow V_P = 8,5\text{V}$$

Para garantir o disparo e o corte do UJT, a faixa de valores de  $R_E$  é:

$$\frac{V_{CC} - V_V}{I_{V\text{mín}}} \leq R_E \leq \frac{V_{CC} - V_P}{I_{P\text{máx}}} \Rightarrow \frac{12 - 2}{4 \cdot 10^{-3}} \leq R_E \leq \frac{12 - 8,5}{5 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow 2,5\text{k}\Omega \leq R_E \leq 700\text{k}\Omega$$

As frequências máxima de 800 Hz e mínima de 200 Hz possuem, respectivamente, os períodos:

$$T_{\text{mín}} = \frac{1}{f_{\text{máx}}} \Rightarrow T_{\text{mín}} = \frac{1}{800} \Rightarrow T_{\text{mín}} = 1,25\text{ms}$$

$$T_{\text{máx}} = \frac{1}{f_{\text{mín}}} \Rightarrow T_{\text{máx}} = \frac{1}{200} \Rightarrow T_{\text{máx}} = 5,0\text{ms}$$

Para o período mínimo,  $R_E$  deve ser mínimo. Adote, por exemplo,  $R_{E\text{mín}} = 4,7\text{ k}\Omega$ , que é composto por  $R_1 = 4,7\text{ k}\Omega$  em série com o potenciômetro  $P_1$  ajustado em  $0\ \Omega$ . Nesse caso, o capacitor  $C$  deve valer:

$$T_{\text{mín}} = R_{E\text{mín}} \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1}{1 - \eta}\right) \Rightarrow 1,25 \cdot 10^{-3} = 4,7 \cdot 10^3 \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1}{1 - 0,66}\right) \Rightarrow$$

$$1,25 \cdot 10^{-3} = 4,7 \cdot 10^3 \cdot C \cdot 1,08 \Rightarrow C = \frac{1,25 \cdot 10^{-3}}{1,08 \cdot 4,7 \cdot 10^3} \Rightarrow C = 246\text{nF}$$



Adote, então,  $C = 220 \text{ nF}$ .

Para o período máximo use  $C = 220 \text{ nF}$  e obtenha  $R_{Em\acute{a}x}$ :

$$T_{m\acute{a}x} = R_{Em\acute{a}x} \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \Rightarrow 5,0 \cdot 10^{-3} = R_{Em\acute{a}x} \cdot 220 \cdot 10^{-9} \cdot 1,08 \Rightarrow$$

$$R_{Em\acute{a}x} = \frac{5,0 \cdot 10^{-3}}{1,08 \cdot 220 \cdot 10^{-9}} \Rightarrow R_{Em\acute{a}x} = 21 \text{ k}\Omega$$

Como  $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ , o valor nominal do potenciômetro  $P_1$  deve ser de, no mínimo:

$$P_1 = 21 \text{ k} - 4,7 \text{ k} \Rightarrow P_1 = 16,3 \text{ k}\Omega$$

Nesse caso, adote  $P_1 = 22 \text{ k}\Omega$ .

Na prática, os pulsos de gatilho devem estar sincronizados com a tensão da rede para garantir que em cada semiciclo o SCR ou o TRIAC dispare sempre no mesmo ponto de ajuste.

Para isso, em lugar de se utilizar uma tensão  $V_{CC}$  proveniente de uma fonte externa, usa-se a própria tensão da rede, estabilizando-a por meio de um diodo Zener, conforme mostra o circuito da Figura 10.35.

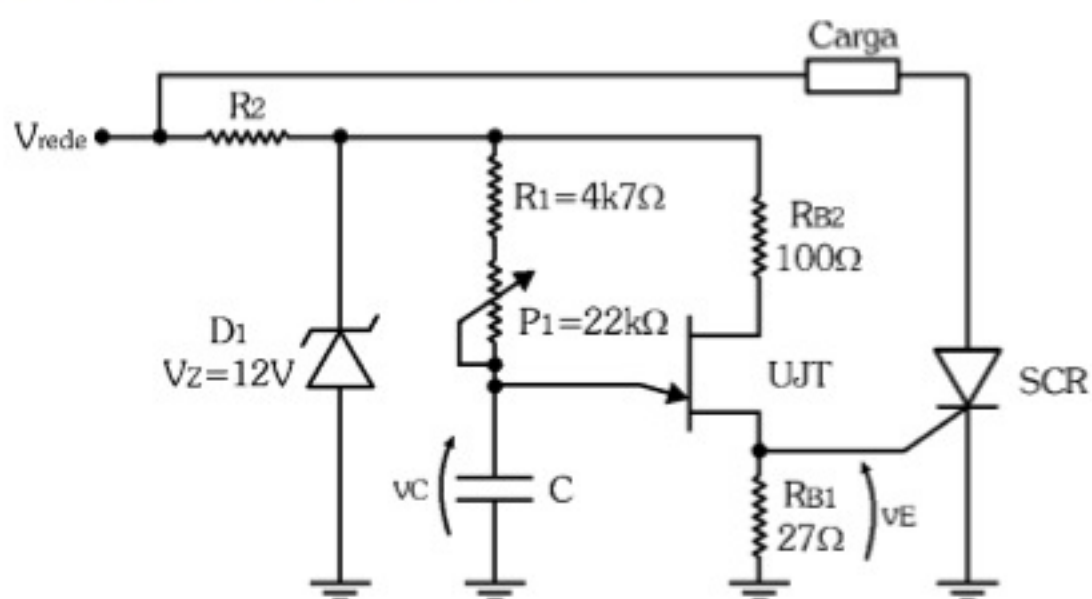


Figura 10.35 - Controle de potência com oscilador de relaxação sincronizado com a rede.

Nesse caso,  $V_{CC} = V_Z$ , e o primeiro pulso, com ângulo  $\theta$ , dispara o SCR. Os demais pulsos no intervalo do semiciclo não têm função.

A Figura 10.36 mostra como ficam as principais formas de onda nesse circuito.



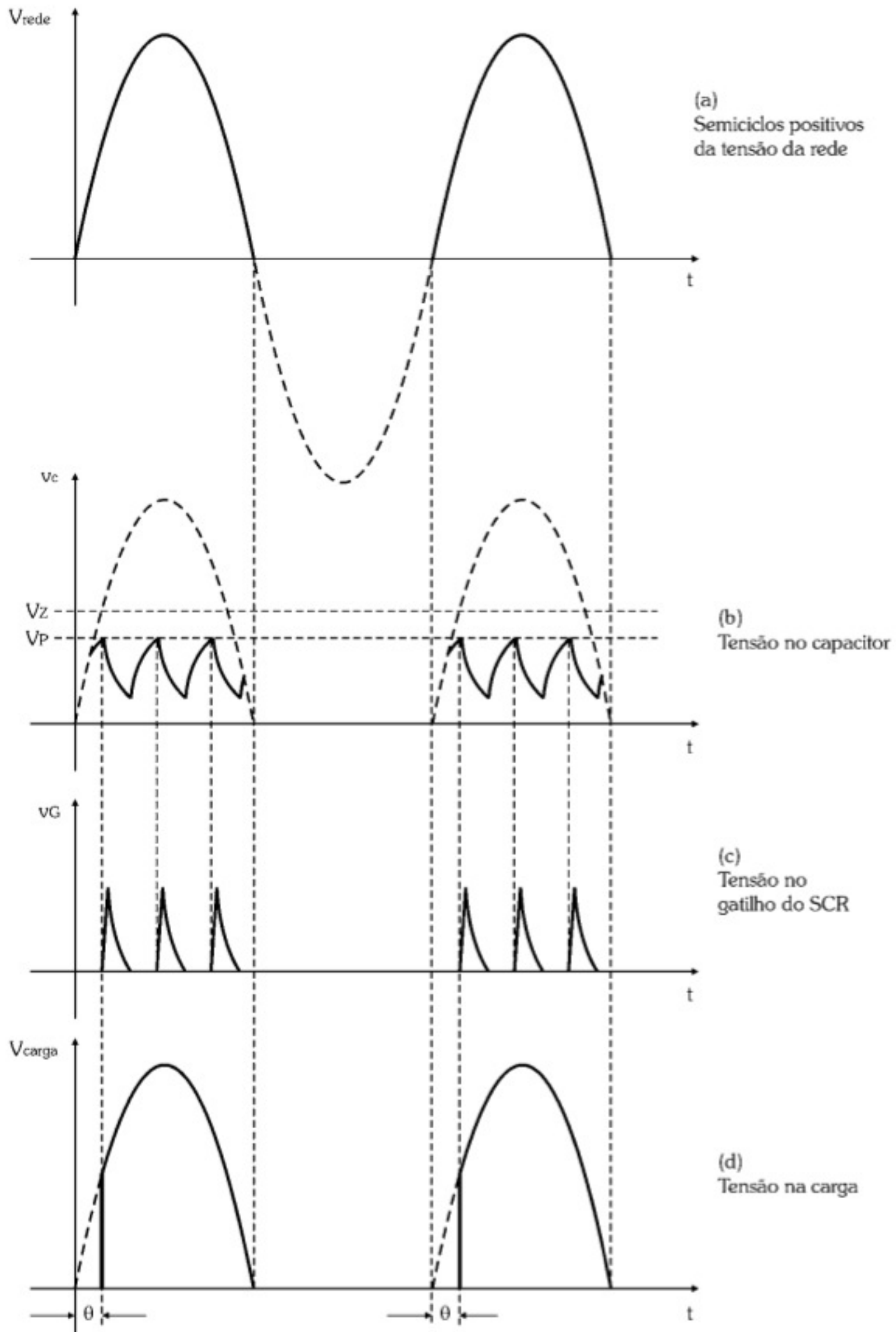
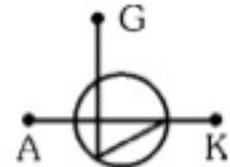
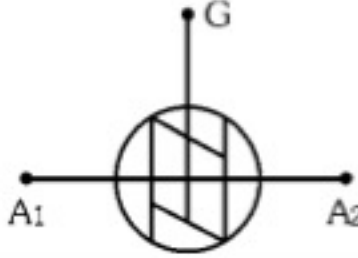
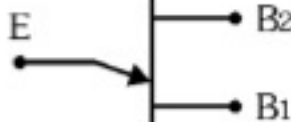
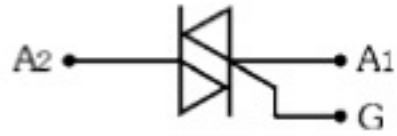
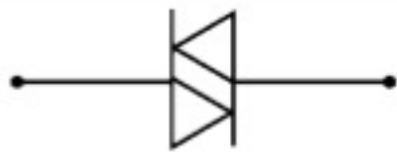
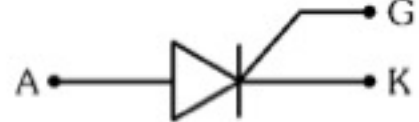



Figura 10.36 - Formas de onda do circuito de aplicação.



## 10.4. Exercícios Propostos

10.1) Relacione corretamente os dispositivos apresentados na tabela a seguir com seus respectivos símbolos.

| Dispositivo         | Símbolo  |
|---------------------|--|
| I) SCR              | a)    |
| II) TRIAC           | b)    |
| III) DIAC           | c)  |
| IV) Diodo Schockley | d)  |
| V) SUS              | e)  |
| VI) SBS             | f)  |
| VII) UJT            | g)  |

10.2) Assinale V (Verdadeiro) ou F (Falso) para as afirmações seguintes referentes ao SCR.

- I - ( ) Trata-se de um componente bidirecional.
- II - ( ) Para que entre em condução pode-se aplicar um pulso positivo no gatilho com uma tensão  $V_{AK}$  também positiva.
- III - ( ) Para que entre em condução pode-se aplicar um pulso negativo no gatilho com uma tensão  $V_{AK}$  também negativa.
- IV - ( ) Possui como especificações, entre outras:  $I_H$  (corrente de manutenção) e  $I_L$  (corrente de retenção), sendo  $I_H > I_L$ .
- V - ( )  $I_L$  refere-se à corrente mínima de anodo ( $I_A$ ) para o disparo.



**10.3)** Assinale V (Verdadeiro) ou F (Falso) para as afirmações seguintes referentes ao TRIAC.

- I - ( ) Trata-se de um componente bidirecional.
- II - ( ) Para que entre em condução, tanto no semiciclo positivo, como no semiciclo negativo, deve-se aplicar um pulso positivo no gatilho.
- III - ( ) Possui três terminais: anodo, catodo e gatilho.
- IV - ( ) Possui como especificações, entre outras:  $I_H$  (corrente de manutenção) e  $I_L$  (corrente de retenção), sendo  $I_H < I_L$ .
- V - ( )  $I_H$  refere-se à corrente mínima de gatilho para se manter a condução do TRIAC.

**10.4)** Considere o circuito da Figura 3.37 e complete as lacunas com as opções entre parênteses.

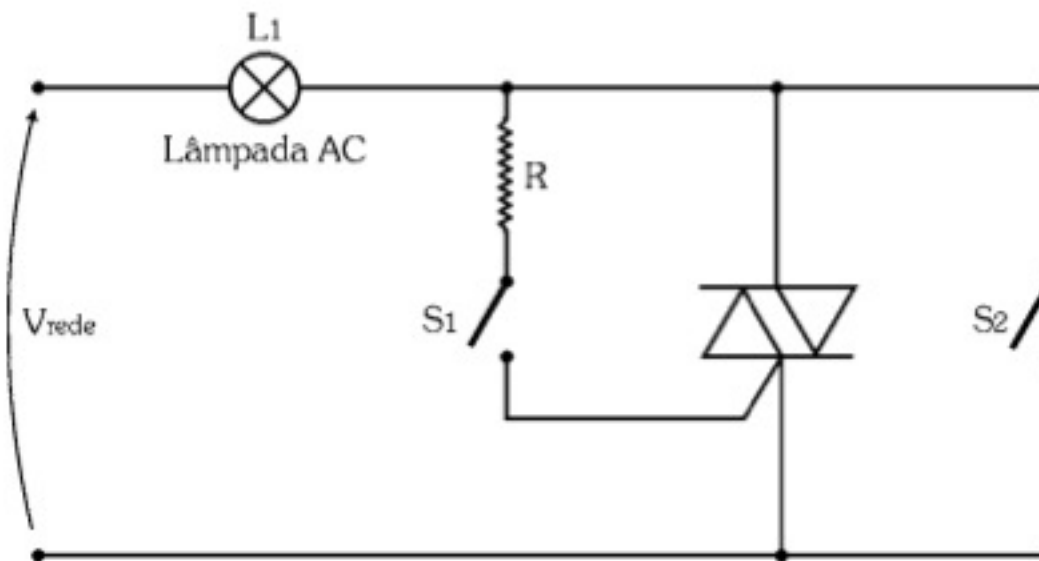


Figura 10.37 - Circuito com TRIAC.

Com  $S_1$  aberta e  $S_2$  fechada, a lâmpada estará \_\_\_\_\_ (acesa/apagada) e o TRIAC \_\_\_\_\_ (conduzindo/cortado). Abrindo-se  $S_2$  e mantendo-se  $S_1$  acionada, a lâmpada \_\_\_\_\_ (acende/apaga) e o TRIAC \_\_\_\_\_ (conduz/corta). Mantendo-se  $S_2$  aberta e abrindo-se também  $S_1$ , a lâmpada permanecerá \_\_\_\_\_ (acesa/apagada) até a tensão da rede chegar próxima de \_\_\_\_\_ ( $127 \cdot \sqrt{2} \text{ V} / 0 \text{ V} / -127 \cdot \sqrt{2} \text{ V}$ ).



## DISPOSITIVOS ESPECIAIS

### 11.1. LDR

O *LDR* (*Light Dependent Resistor* ou Resistor Dependente da Luz) é um dispositivo semicondutor feito à base de sulfeto de cádmio, o que o torna extremamente *sensível às radiações luminosas*. Sua resistência é inversamente proporcional à intensidade da luz. A Figura 11.1 mostra um exemplo de curva característica do LDR e seu símbolo.

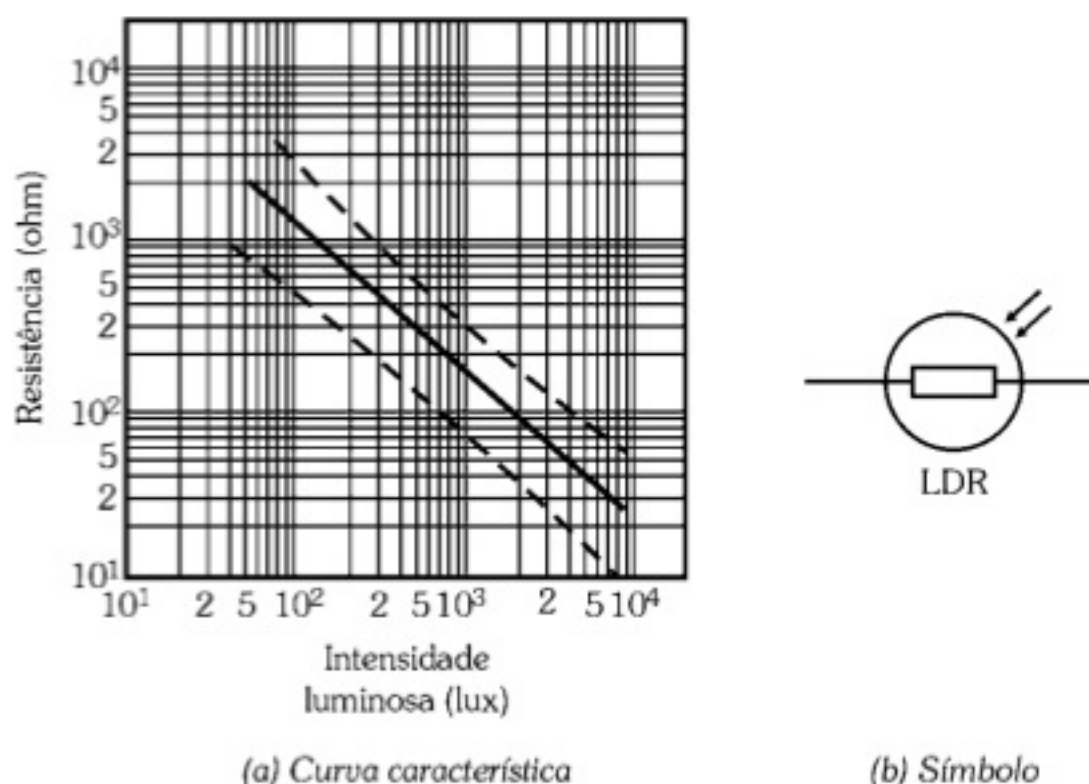


Figura 11.1 - Curva característica e símbolo do LDR.

A resistência do LDR varia de forma não linear em relação à intensidade da luz. Na Figura 11.1, o gráfico tem uma característica retilínea pelo fato de ter sido implementado a partir de escalas logarítmicas nos dois eixos.

A expressão do LDR é do tipo  $R = CL^\alpha$

Em que: R = resistência, em ohm

L = intensidade luminosa, em lux

C e  $\alpha$  = constantes que dependem do processo e do material usado na fabricação do LDR



A *sensibilidade* do LDR à luz depende também do seu *comprimento de onda* ( $\lambda$ ), conforme a curva de resposta mostrada na Figura 11.2.

Nesse caso, a sensibilidade máxima ocorre para luz com comprimento de onda em torno de  $\lambda = 7000\text{\AA}$  ( $\text{\AA} = \text{angström} = 10^{-10}\text{m}$ ). Esse número decresce percentualmente conforme o comprimento de onda da luz incidente se afasta desse valor.

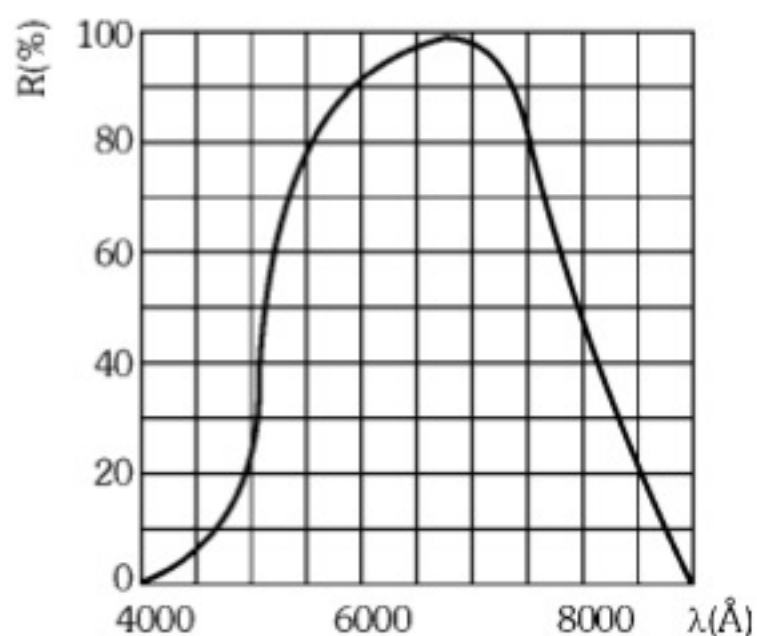


Figura 11.2 - Curva de resposta do LDR.

A variação da resistência do LDR em função da variação da intensidade luminosa não é instantânea e não ocorre de modo igual para variações bruscas de claro e escuro. Por exemplo, a redução da resistência do LDR, quando ele sai da condição de ausência de luz para a condição de incidência forte de luz, é muito rápida. Já o aumento da sua resistência quando ele sai da condição de incidência forte de luz para o escuro total é mais lenta, aproximadamente  $200\text{k}\Omega/\text{s}$ .

Por ser um elemento semicondutor, o LDR também sofre influência da temperatura, ou seja, a sua resistência decresce com o aumento da temperatura.

O LDR tem grande aplicação em sistemas que utilizam sensores luminosos, como alarmes, sistemas de controle, contadores, fotômetros etc.

Um circuito sensor muito comum que utiliza o LDR como elemento transdutor está indicado na Figura 11.3.

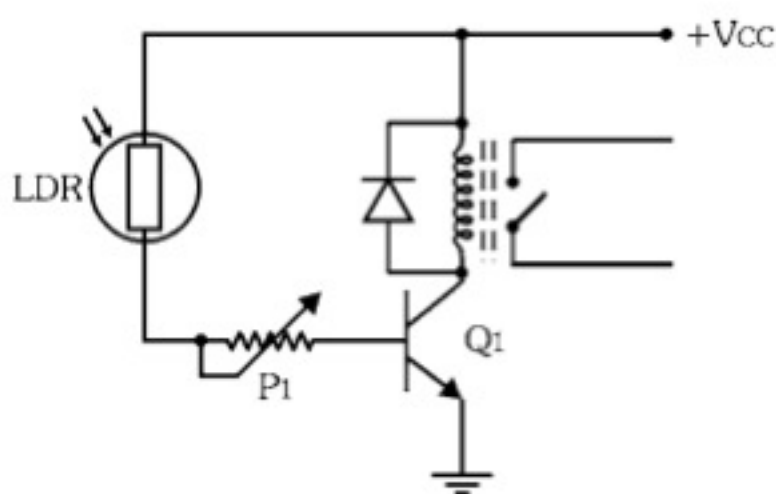


Figura 11.3 - Exemplo de aplicação do LDR.

Nesse circuito, a resistência do LDR é o elemento sensível à luz. Quando não há incidência de luz, a sua resistência é elevada, mantendo o transistor cortado. Ao incidir luz sobre o LDR, a sua resistência cai abruptamente e leva o transistor à saturação,



energizando o relé. O contato do relé, nesse caso, serve para ativar uma carga qualquer.

O potenciômetro P<sub>1</sub> serve para ajustar a intensidade luminosa que provoca a comutação do transistor.

## 11.2. Termistores

O *termistor* é um dispositivo semicondutor cuja resistência é extremamente *sensível à temperatura*. Dependendo do seu comportamento, o termistor pode ser classificado em NTC ou PTC.

### 11.2.1. NTC

O *NTC* (*Negative Temperature Coefficient Resistor* ou Resistor com Coeficiente Negativo de Temperatura) é um termistor cuja resistência *decrece* com o aumento da temperatura. Possui uma variação aproximada de 3 a 6% / °C, conforme o exemplo de curva característica da Figura 11.4.

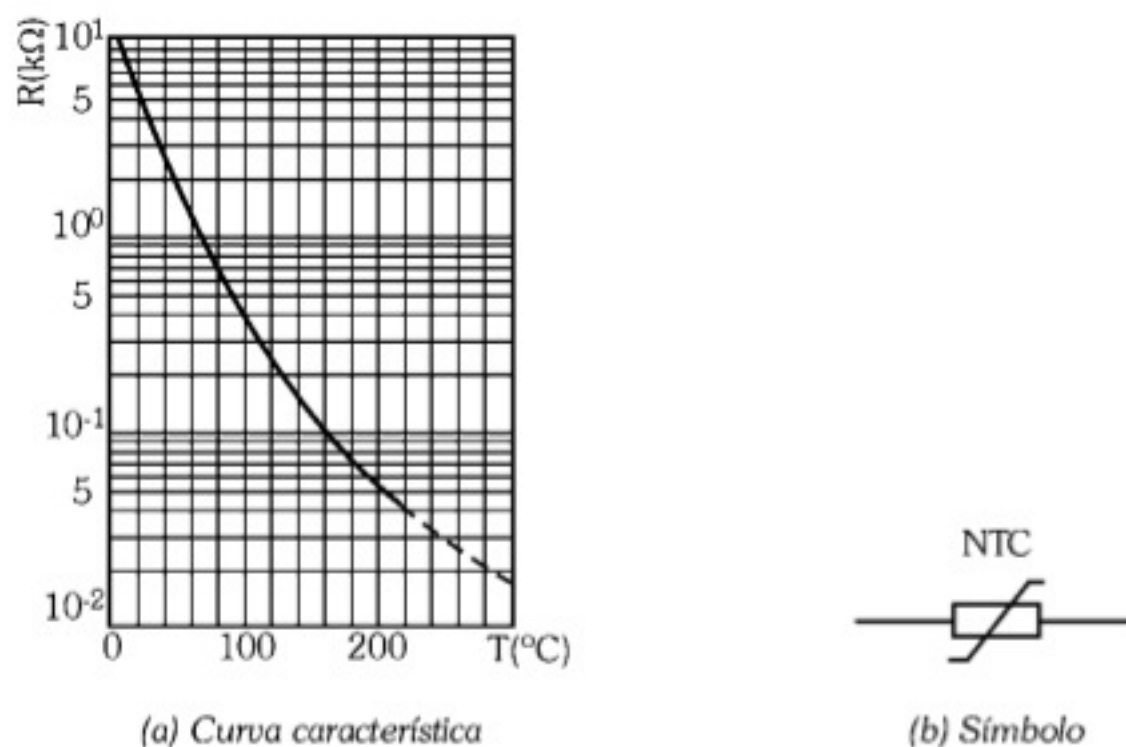


Figura 11.4 - Curva característica e símbolo do NTC.

A expressão que descreve a dependência da resistência de um NTC com a temperatura é dada em seguida:

$$R = R_0 \cdot e^{K \cdot \left[ \frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right]}$$

- Em que:
- R = resistência do NTC a uma temperatura T
  - R<sub>0</sub> = resistência do NTC a uma temperatura T<sub>0</sub>
  - K = constante do material empregado na construção do NTC



O valor da constante  $K$  pode ser determinado experimentalmente medindo-se a resistência do NTC em duas temperaturas distintas e usando a expressão seguinte:

$$K = \ln \left[ \frac{R}{R_0} \right] \cdot \frac{1}{\left[ \frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right]}$$

Ao passar corrente pelo NTC, ele dissipa potência e produz uma quantidade de calor que pode provocar uma queda em sua resistência. No entanto, essa variação é desprezível diante da provocada pela temperatura externa.

O NTC é muito utilizado em sistemas que necessitam de sensores de temperatura, como alarmes, sistemas de controle, termômetros etc.

Um circuito sensor muito comum que utiliza o NTC como elemento transdutor é exibido na Figura 11.5.

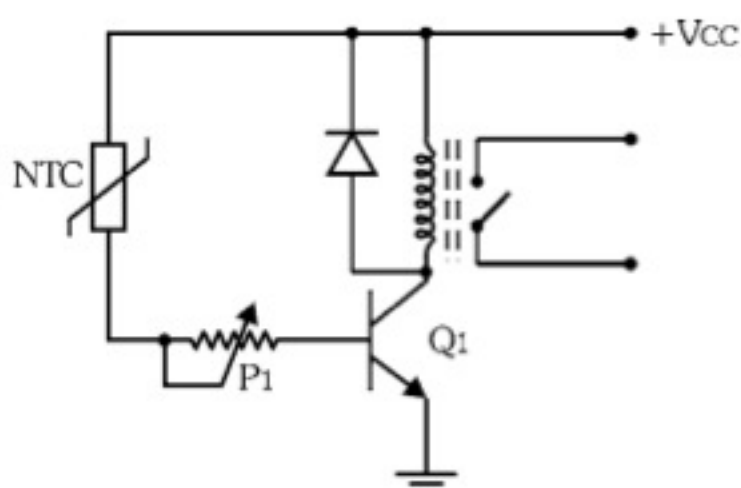


Figura 11.5 - Exemplo de aplicação do NTC.

Observe que esse circuito é similar ao apresentado na Figura 11.3, só que o elemento sensível é o NTC e não o LDR. Nesse caso, quando a temperatura é baixa, a sua resistência é elevada, mantendo o transistor cortado. O aumento da temperatura provoca uma redução na resistência do NTC, levando o transistor à saturação e energizando o relé. Da mesma forma que na aplicação anterior, o contato do relé é usado para ativar uma carga qualquer.

O potenciômetro  $P_1$  serve para ajustar a temperatura que causa a comutação do transistor.



A Figura 11.6 apresenta um outro tipo de aplicação.

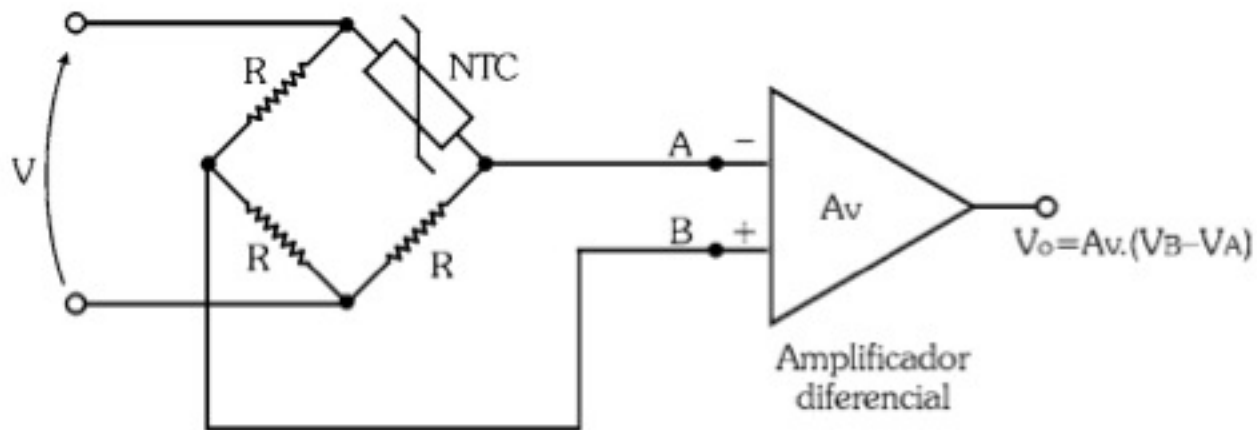


Figura 11.6 - NTC em Ponte de Wheatstone.

A ponte de Wheatstone produz uma tensão entre os pontos A e B cujo valor depende do seu desequilíbrio causado pela variação do NTC com a temperatura. Essa tensão é aplicada às entradas inversora e não inversora do amplificador operacional que, nesse caso, está funcionando como um amplificador diferencial.

Esse circuito tem uma resposta analógica e pode ser utilizado em sistemas de medição de temperatura.

### 11.2.2 - PTC

O *PTC* (*Positive Temperature Coefficient Resistor* ou Resistor com Coeficiente Positivo de Temperatura) é um termistor cuja resistência *aumenta* com o aumento da temperatura, conforme o exemplo de curva característica da Figura 11.7.

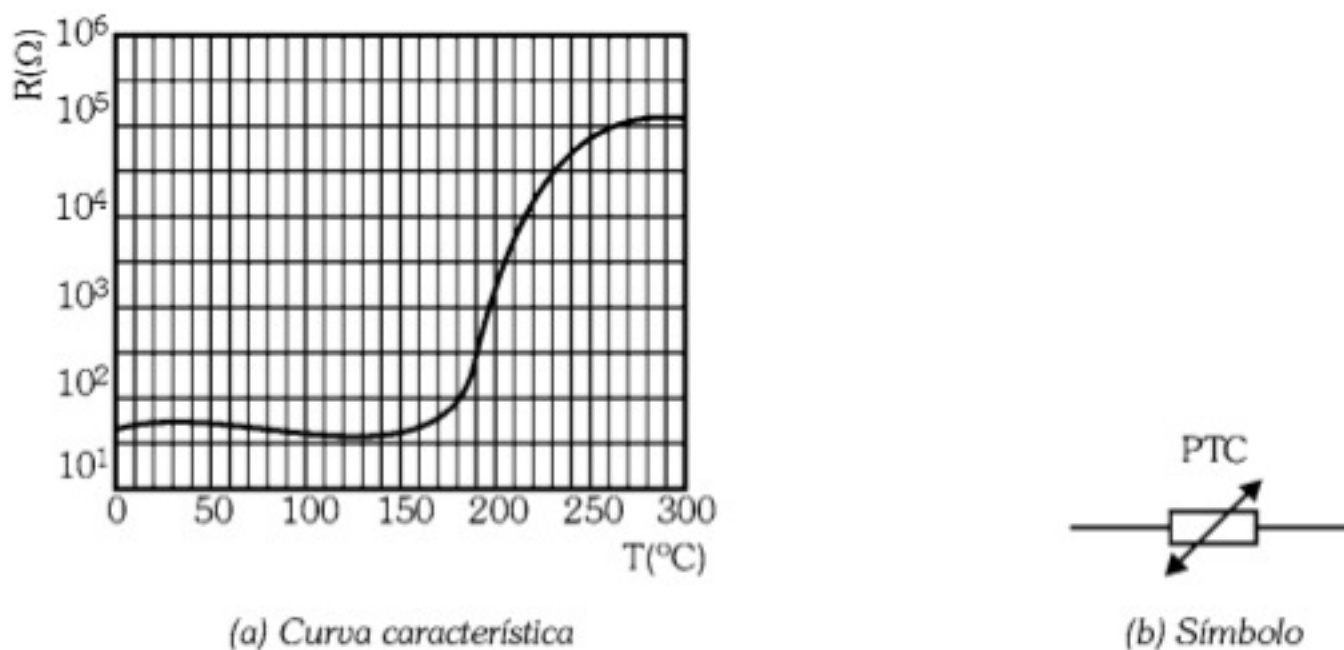


Figura 11.7 - Curva característica e símbolo do PTC.



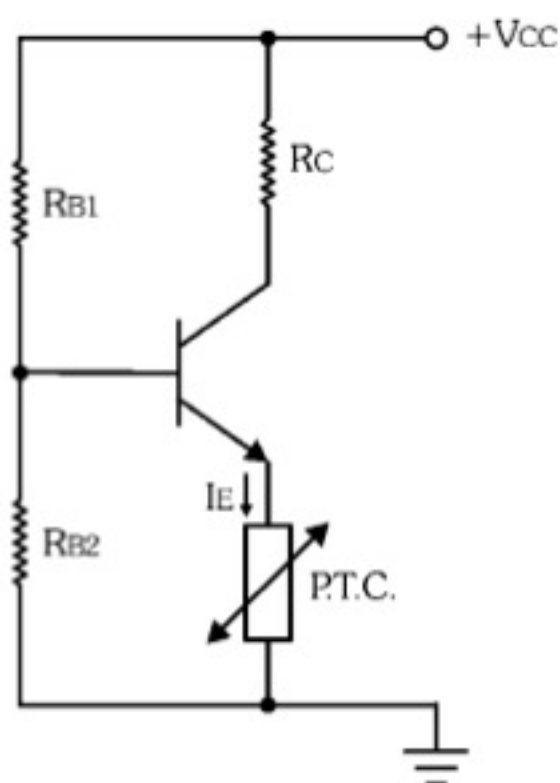
Como podemos observar, esse termistor apresenta uma pequena faixa de temperatura na qual a sua característica é de PTC, ou seja, entre 150°C e 250°C. Fora dessa faixa, ele tem um comportamento similar ao do NTC ou tem um coeficiente de temperatura quase nulo.

Por causa da variação de seu comportamento, torna-se muito complexo expressá-lo por meio de uma equação, sendo mais prático utilizar medidas experimentais ou curvas características fornecidas pelos fabricantes.

O PTC é muito utilizado em sistemas que necessitam de sensores de temperatura, como alarmes, sistemas de controle e proteção, termômetros etc.

Como um exemplo de aplicação de PTC apresentamos na Figura 11.8 um amplificador. Nele, o PTC está conectado no emissor para funcionar como dispositivo de estabilização.

Se o ponto de polarização do transistor varia provocando um aumento na corrente de emissor  $I_E$ , a sua temperatura aumenta, bem como a sua resistência, forçando a redução de  $I_E$ .



*Figura 11.8 - Exemplo de aplicação do PTC.*



## 11.3. Fototransistor

O *fototransistor* é um dispositivo semicondutor baseado no fenômeno da fotocondutividade. Trata-se de um transistor bipolar sem o terminal de base que é substituído pela incidência de radiação luminosa. Seu símbolo é mostrado na Figura 11.9.

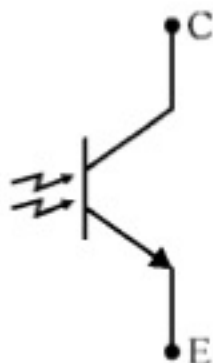


Figura 11.9 - Símbolo do fototransistor.

Se uma certa quantidade de radiação luminosa (na faixa de luz visível ou infravermelha) atinge a base, ocorre a geração de portadores, aumentando a corrente de base, o que implica em uma variação na corrente de coletor  $hFE$  vezes maior e proporcional à intensidade de luz incidente.

Sua curva característica de saída  $I_C(\text{mA}) \times V_{CE}(\text{V})$  para vários valores de intensidade luminosa  $H$  ( $\text{mW}/\text{cm}^2$ ) é bem semelhante à de um transistor comum, como mostra a Figura 11.10.

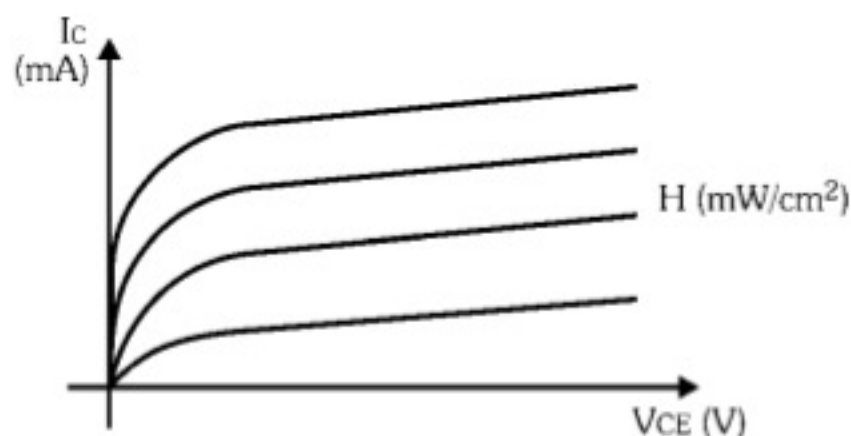


Figura 11.10 - Curva característica do fototransistor.

Por ter uma boa sensibilidade e precisão, o fototransistor é muito utilizado em controles remotos infravermelhos.



## 11.4. Optoacoplador

Um fototransistor trabalhando em conjunto com um LED forma um *optoacoplador*. Sua aplicação básica é de fotointerruptor, como mostra a Figura 11.11.

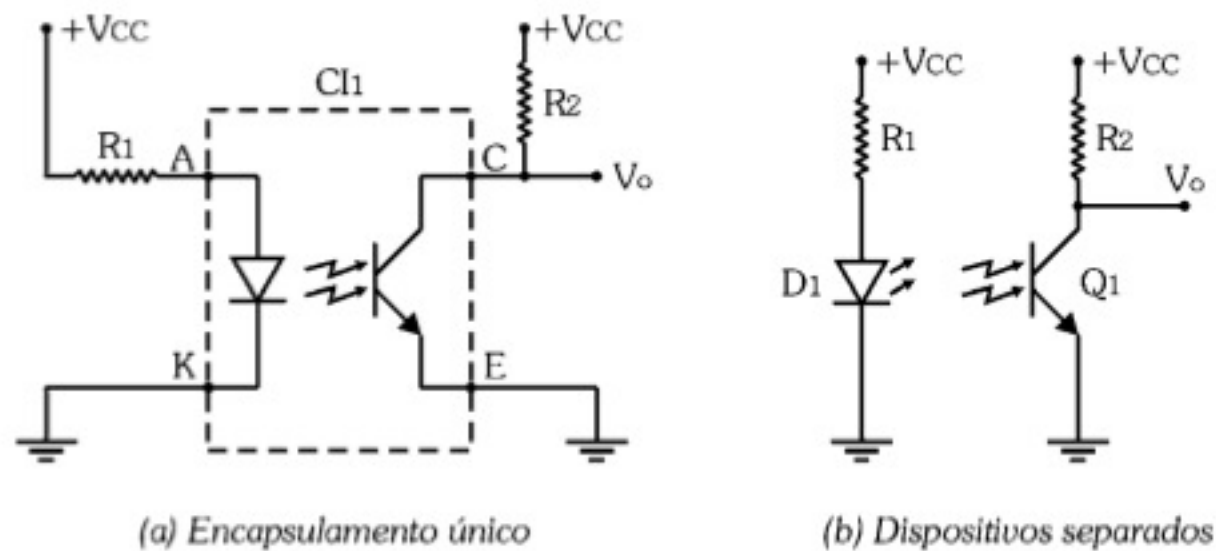


Figura 11.11. Fotointerruptor.

O LED e o fototransistor podem estar no mesmo encapsulamento, como na Figura 11.11(a), ou separados, como na Figura 11.11(b), e têm inúmeras aplicações, tais como: contador de eventos, tacômetro digital etc.

O optoacoplador pode ser denominado também fotoacoplador, acoplador óptico e optoisolador. Isso, por ter a característica de poder trabalhar com fontes de alimentação independentes para o transmissor (LED) e receptor (fototransistor).

A Figura 11.12 apresenta um optoacoplador isolando a porta paralela do PC de um circuito eletrônico. Dado que os terras são independentes, não há ligação elétrica entre os dois circuitos (a transmissão de dados é realizada por luz) e, portanto, se ocorrer qualquer problema no circuito eletrônico causado por curto-circuito ou sobrecarga, a porta paralela não é afetada.

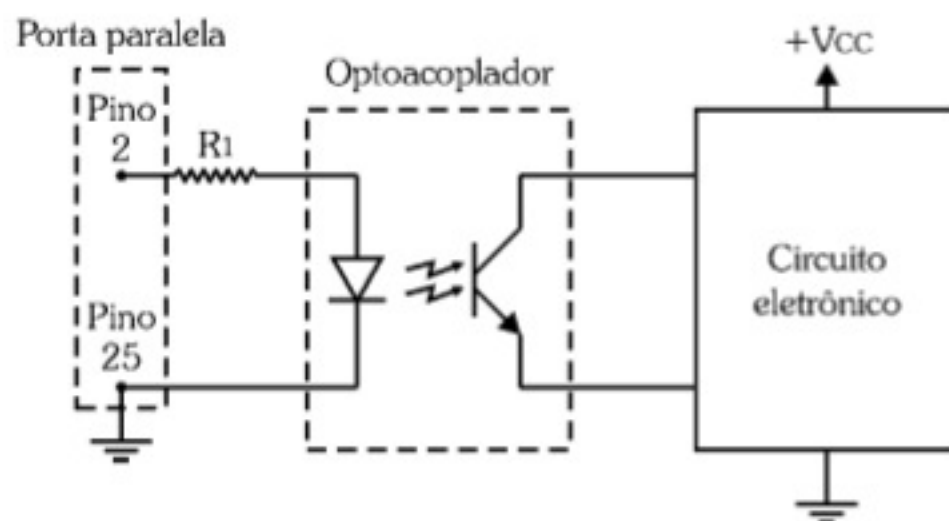


Figura 11.12 - Circuito de isolamento para porta paralela.



## 11.5. Exercícios Propostos

11.1) Considere a curva característica do LDR apresentada em seguida:

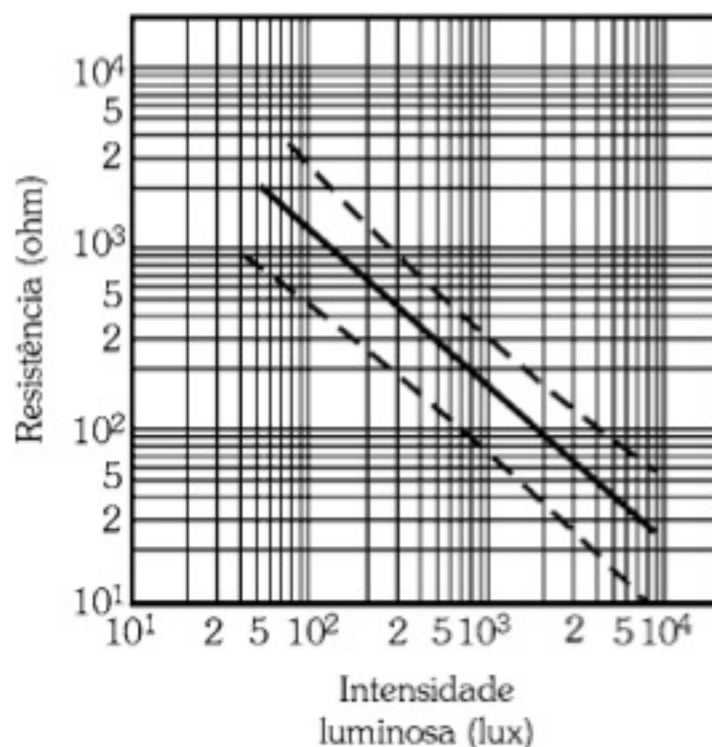


Figura 11.13 - Curva característica do LDR.

Determine  $R_1$  e  $R_2$ , respectivamente, para as intensidades luminosas  $I_1 = 50$  lux (escuro) e  $I_2 = 5000$  lux (claro), usando o gráfico de valores típicos (linha cheia).

11.2) Considere o circuito da Figura 11.14 e complete as lacunas com uma das opções apresentadas entre parênteses.

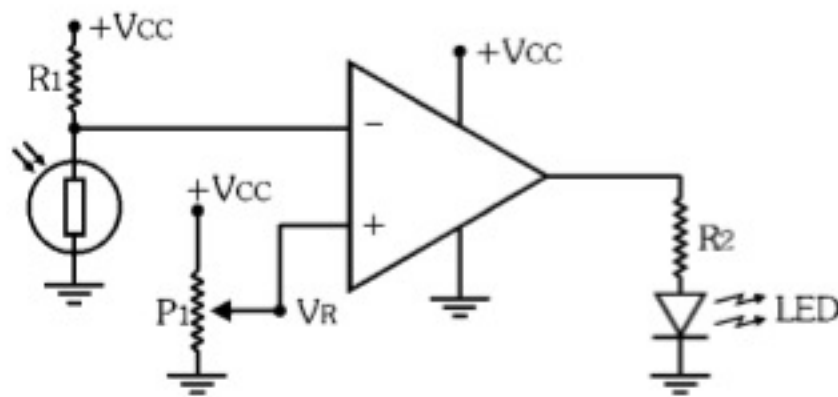


Figura 11.14 - Circuito de aplicação.

Trata-se de um sensor de luminosidade formado por um \_\_\_\_\_ (LDR/PTC/NTC) e um comparador de tensão. Com o aumento da luminosidade, a tensão em  $V^-$  \_\_\_\_\_ (aumenta/diminui) até que esse nível de tensão fique \_\_\_\_\_ (acima/abaixo) de  $V_R$ , fazendo com que o LED \_\_\_\_\_ (apague/acenda).



11.3) O teste de um NTC realizado em laboratório produziu os resultados seguintes:

- $T_0 = 25^\circ\text{C} \Rightarrow R_0 = 10\text{k}\Omega$
- $T_1 = 150^\circ\text{C} \Rightarrow R_1 = 50\Omega$

Determine a constante K do NTC.

11.4) Qual é a resistência do NTC do exercício anterior quando  $T = 80^\circ\text{C}$ ?

11.5) Considere o circuito da Figura 11.15 e complete as lacunas com uma das opções apresentadas entre parênteses.

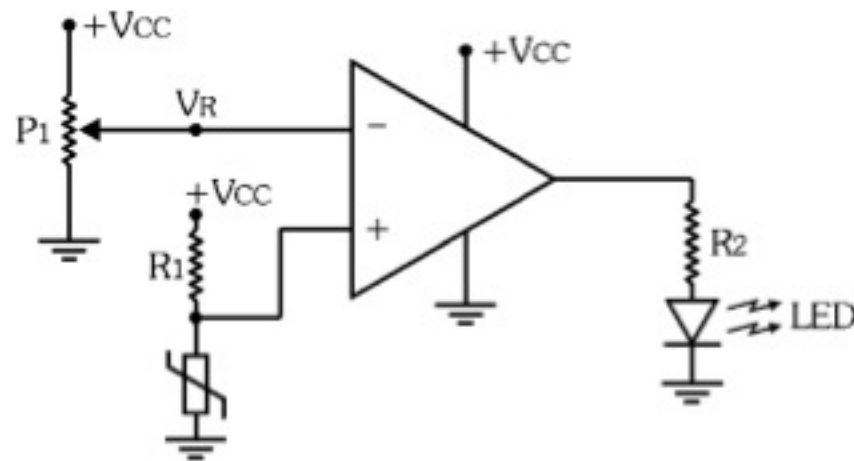


Figura 11.15 - Circuito de Aplicação.

Trata-se de um sensor de temperatura baixa formado por um \_\_\_\_\_ (LDR/PTC/NTC) e um comparador de tensão. Com a diminuição da temperatura, a tensão em  $V^+$  \_\_\_\_\_ (aumenta/diminui) até que esse nível de tensão fique \_\_\_\_\_ (acima/abaixo) de  $V_R$ , fazendo com que o LED \_\_\_\_\_ (apague/acenda).



## VALORES COMERCIAIS DE RESISTORES, POTENCIÔMETROS E CAPACITORES

Os *valores comerciais* dos resistores, potenciômetros e capacitores dependem de algumas características dos dispositivos e das normas adotadas pelos fabricantes.

As tabelas seguintes apresentam as *décadas de valores nominais* mais comuns encontradas comercialmente, bem como outras especificações relevantes.

### Resistores de 5%

|                |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|----------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| <b>Décadas</b> | 10 | 12 | 15 | 18 | 22 | 27 | 33 | 39 | 47 | 56 | 68 | 82 | 91 |
|----------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|

|                      |     |     |     |     |   |   |   |   |    |
|----------------------|-----|-----|-----|-----|---|---|---|---|----|
| <b>Potências (W)</b> | 1/8 | 1/4 | 1/3 | 1/2 | 1 | 2 | 3 | 5 | 10 |
|----------------------|-----|-----|-----|-----|---|---|---|---|----|

### Potenciômetros

|                |    |    |    |
|----------------|----|----|----|
| <b>Décadas</b> | 10 | 22 | 47 |
|----------------|----|----|----|

### Capacitores Cerâmicos e de Poliéster - até 1 $\mu$ F

|                |    |    |    |    |    |    |
|----------------|----|----|----|----|----|----|
| <b>Décadas</b> | 10 | 15 | 22 | 33 | 47 | 82 |
|----------------|----|----|----|----|----|----|

|                    |            |
|--------------------|------------|
| <b>Tensões (V)</b> | 25 a 6,3kV |
|--------------------|------------|

### Capacitores Eletrolíticos - até 10000 $\mu$ F

|                |    |    |    |    |
|----------------|----|----|----|----|
| <b>Décadas</b> | 10 | 22 | 33 | 47 |
|----------------|----|----|----|----|

|                    |     |    |    |    |    |    |     |
|--------------------|-----|----|----|----|----|----|-----|
| <b>Tensões (V)</b> | 6,3 | 10 | 16 | 25 | 50 | 63 | 100 |
|--------------------|-----|----|----|----|----|----|-----|







# RESPOSTAS DOS EXERCÍCIOS PROPOSTOS

## Capítulo 1

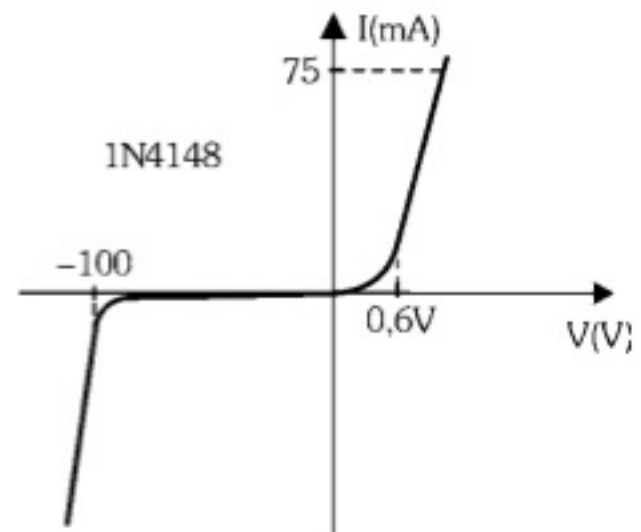
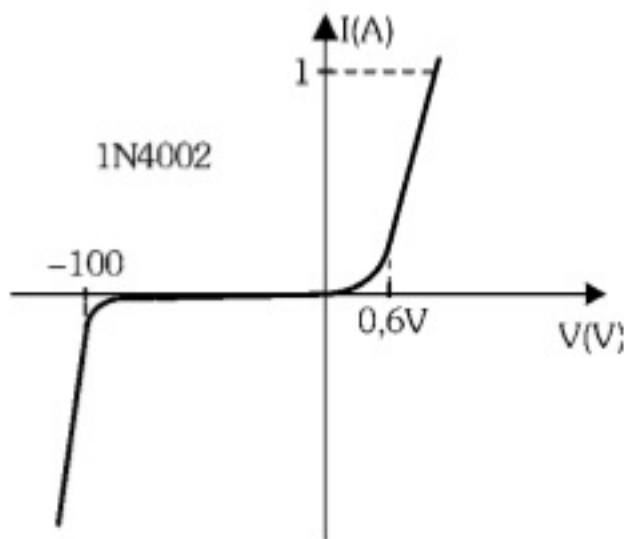
1.1) I - (a) → II - (b) → III - (a) → IV - (b)

I - (b) → II - (a) → III - (b) → IV - (a)

1.2) I - (a) → II - (b)

I - (b) → II - (a)

1.3)

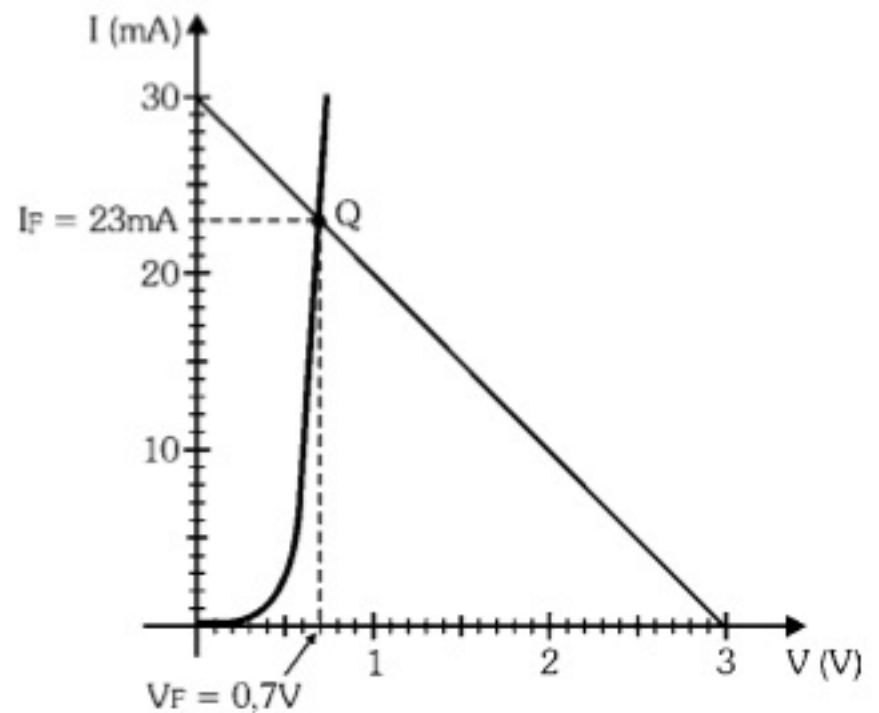


1.4)

a) Forma analítica:

$$V_F = 0,6V ; I_F = 24mA$$

b) Forma gráfica:





1.5)  $V_{F2} = 0,67V$ ;  $V_{F3} = 0,42V$

1.6)  $R = 1,5k\Omega$

## Capítulo 2

---

2.1) a)  $V_{ef} = 6,11V$ ; b)  $V_{m\acute{a}x} = 8,64V$

2.2) I - (a) → II - (a) → III - (b) → IV - (b)

I - (b) → II - (b) → III - (a) → IV - (a)

2.3)  $V_{m\acute{a}x} = 20V$ ;  $V_{dc} = 12,7V$ ;  $V_{ef} = 14,1V$ ;  $I_{dc} = 12,7mA$  e  $I_{dc}(\text{diodos}) = 6,4mA$

2.4)  $V_{rpp} = 1,7V$  e  $V_L = 19,8V$

## Capítulo 3

---

3.1) Emissor comum; alto; alto; média; alta

3.2)  $R_B = 270k\Omega$ ;  $R_E = 150\Omega$ ;  $R_C = 560\Omega$  ou  $680\Omega$

3.3)  $R_{B1} = 15k\Omega$  ou  $18k\Omega$ ;  $R_{B2} = 3,3k\Omega$ ;  $R_E = 180\Omega$  ou  $220\Omega$ ;  $R_C = 820\Omega$

3.4)  $V_{CE} = 6,5V$  e  $I_C = 4mA$

3.5)  $P_{Cm\acute{a}x} = 9,13W$

## Capítulo 4

---

4.1)  $90\Omega < R < 184\Omega$

4.2)  $25\Omega < R < 103\Omega$

4.3)  $I_{Lm\acute{a}x} = 5A$  (limitado por  $I_{Cm\acute{a}x}$  do TIP122)

4.4)  $V_{om\acute{a}n} = 1,25V$  e  $V_{om\acute{a}x} = 13,75V$



## Capítulo 5

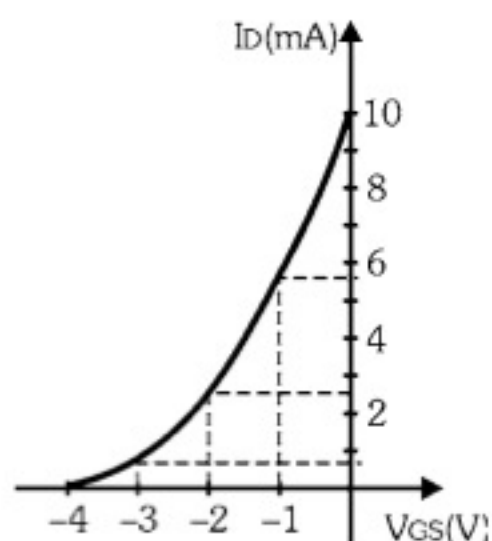
5.1)  $R_C = 270\Omega$  ;  $R_B = 5,6k\Omega$  ou  $6,8k\Omega$

5.2)  $R_B = 150\Omega$

## Capítulo 6

6.1) a)  $V_{GS} = 0V \rightarrow I_D = 10mA$  ;  $V_{GS} = -1V \rightarrow I_D = 5,6mA$   
 $V_{GS} = -2V \rightarrow I_D = 2,5mA$  ;  $V_{GS} = -3V \rightarrow I_D = 0,63mA$  ;  $V_{GS} = -4V \rightarrow I_D = 0$

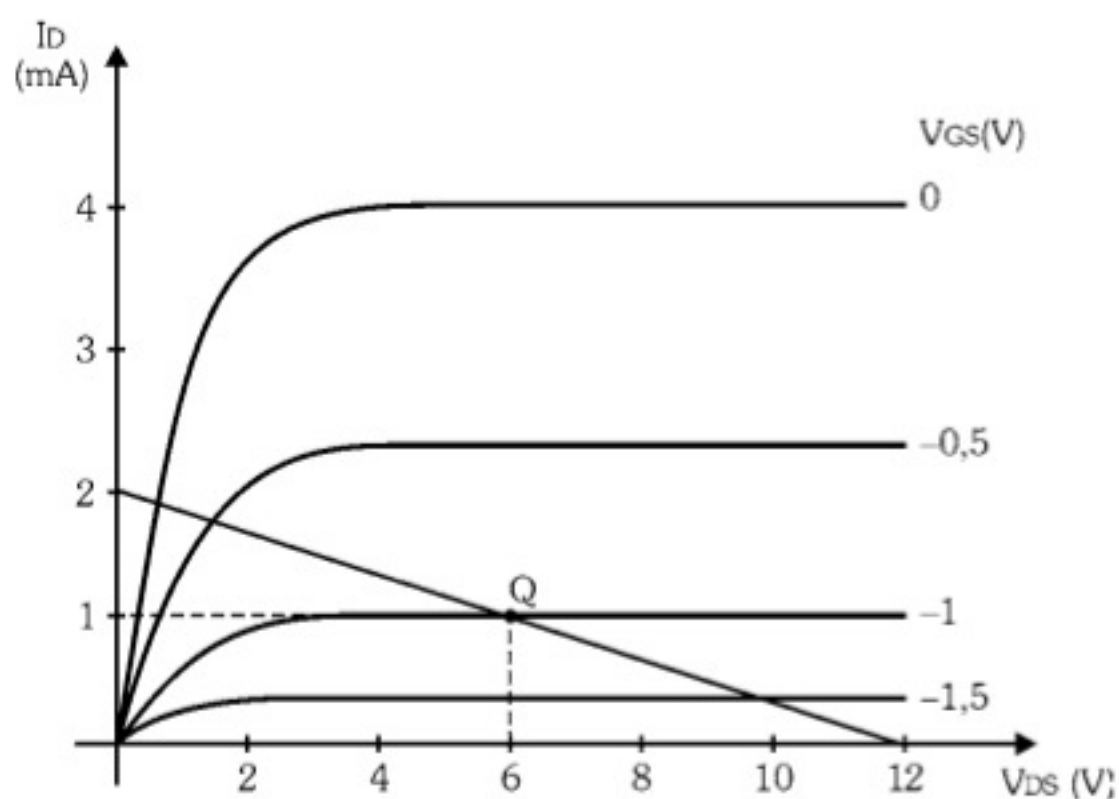
b)



6.2) a)  $R_G = 1M\Omega$  (adotado) ;  $R_S = 470\Omega$  ;  $R_D = 5,6k\Omega$

b)  $V_{GS} = -1V$

c)



6.3) MOSFETs ; canal N ; NOT ; saturado ; 0V ; cortado ;  $V_{CC}$



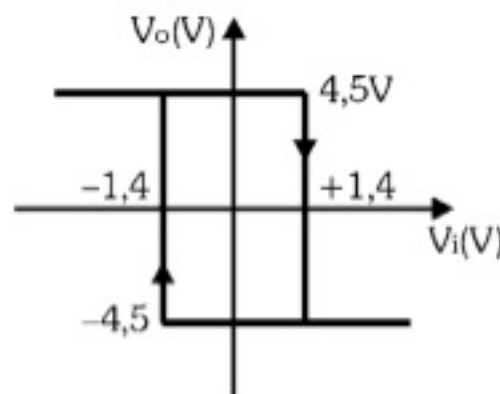
## Capítulo 7

- 7.1) a)  $V_{ipp} = 3,8\text{mV}$ ; b)  $V_{Lopp} = 0,76\text{V}$ ; c)  $V_{Lpp} = 0,51\text{V}$ ; d)  $A_{vo} = 200$   
e)  $A_v = 134$  e  $A_p = 10250000$ ; f)  $A_v = 45,5\text{dB}$  e  $A_p = 70\text{dB}$
- 7.2) a)  $V_{i1pp} = 286\mu\text{V}$  e  $V_{Lo1pp} = 22,88\text{mV}$   
b)  $V_{L1pp} = 15,24\text{mV}$ ,  $A_{v1} = 53,3$  e  $A_{p1} = 1094$   
c)  $V_{i2pp} = 15,24\text{mV}$  e  $V_{Lo2pp} = 610\text{mV}$   
d)  $V_{Lpp} = 15,84\text{mV}$ ,  $A_v = 55,4$  e  $A_p = 306250$ ; e)  $A_v = 34,9\text{dB}$  e  $A_p = 54,9\text{dB}$
- 7.3)  $C_1$  - acoplamento: transfere sinal AC do gerador ao amplificador e bloqueia nível DC  
 $C_2$  - acoplamento: transfere sinal AC do amplificador à carga e bloqueia nível DC  
 $C_3$  - desacoplamento: aterra a componente AC do emissor.
- 7.4)  $P_1$  - controle de agudos,  $P_2$  - controle de graves e  $P_3$  - controle de volume
- 7.5) I - (a)  $\rightarrow$  II (c); I - (b)  $\rightarrow$  II (a); I - (c)  $\rightarrow$  II (b)

## Capítulo 8

- 8.1)  $P_1 = 1\text{M}\Omega$
- 8.2)  $V_{im\acute{a}x} = 0,62\text{V}$
- 8.3)  $V_o = 12.A + 12.B + 4.C - 4.D$
- 8.4)  $V_R = \pm 1,4\text{V}$

Curva de transferência:





## Capítulo 9

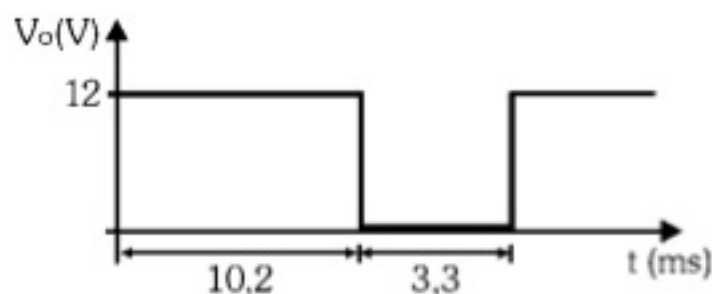
---

9.1)  $R_1 = R_2 = 47\text{k}\Omega$  ;  $R_3 = R_4 = 470\Omega$  ;  $C_1 = C_2 = 6,8\text{nF}$  ou  $8,2\text{nF}$

9.2)  $f = 66\text{ Hz}$

9.3) a)  $f = 74\text{ Hz}$

b)  $T_1 = 10,2\text{ ms}$  e  $T_2 = 3,3\text{ ms}$



9.4) Tempo = de 0,5s a 5,7s

## Capítulo 10

---

10.1) I - (f) ; II - (d) ; III - (e) ; IV - (g) ; V - (a) ; VI - (b) ; VII - (c)

10.2) I - (F) ; II - (V) ; III - (F) ; IV - (F) ; V - (V)

10.3) I - (V) ; II - (F) ; III - (F) ; IV - (V) ; V - (F)

10.4) acesa - cortado - acende - conduz - acesa - 0V

## Capítulo 11

---

11.1)  $R_1 = 1500\Omega$  e  $R_1 = 30\Omega$

11.2) LDR - diminui - abaixo - acenda

11.3)  $K = -159$

11.4)  $R = 126\Omega$

11.5) NTC - aumenta - acima - acenda







## **Bibliografia**

---

CIPELLI, A. M. V.; SANDRINI, W. J. **Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos**. 22. ed. São Paulo: Érica, 2006.

MARQUES, A. E. B.; CRUZ, E. C. A.; CHOUERI Jr. S. **Dispositivos Semicondutores: Diodos e Transistores**. 10 ed. São Paulo: Érica, 2006.

ALMEIDA, J. L. A. **Dispositivos Semicondutores: Tiristores**. 11. ed. São Paulo: Érica, 2007.

MARKUS, O. **Sistemas Analógicos: Circuitos com Diodos e Transistores**. 7. ed. São Paulo: Érica, 2007.



## **Marcas Registradas**

---

Todos os nomes registrados, marcas registradas ou direitos de uso citados neste livro pertencem a seus respectivos proprietários.



## A

Amplificação, 159  
Amplificador(es), 144, 159, 160, 168  
  a transistor bipolar, 174  
  a transistor de efeito de campo, 187  
  coletor comum classe A, 178  
  com circuitos integrados, 190  
  com realimentação, 185  
  de áudio, 192  
  de pequenos sinais, 174, 175, 177  
  de pequenos sinais com JFET, 188  
  de pequenos sinais com MOSFET, 189  
  de potência, 174  
  em ponte, 186, 194  
  inversor, 202  
  não inversor, 206  
  operacional, 199, 200  
  operacional ideal, 200, 201  
  push-pull, 179, 181, 182, 186  
  seguidor de emissor, 178, 179  
Ângulo de disparo, 251, 252  
Anodo, 23  
Astável, 223  
Átomo, 15  
Autopolarização, 147

## B

Barreira de potencial, 23-25, 27  
Base, 71, 72  
  comum, 74  
Biestável, 223

## C

Camada(s)  
  de depleção, 23, 24, 141, 142  
Casamento de impedância, 160, 161, 179  
Catodo, 23  
Chave analógica com JFET, 155

## Circuito(s)

de acionamento, 134, 135  
de disparo, 256  
de polarização do MOSFET de depleção, 154  
de polarização do MOSFET de indução, 152  
multivibradores, 223  
regulador de tensão, 107  
retificador, 35, 42  
retificador com filtro, 107  
retificador de meia onda, 42, 43  
retificador de onda completa com ponto neutro, 44, 47  
retificador de onda completa em ponte, 48, 50

## Classe

A, 174, 179  
AB, 175, 180  
B, 175, 192

Coefficiente de regulação de saída, 104

Coletor, 71, 72

  comum, 74

Comparadores de

  nível, 214  
  tensão, 211  
  zero, 212

Condutores, 18

Configuração Darlington, 119, 120

Controle de

  potência, 243  
  tonalidade, 184, 185  
  volume, 184, 185

Corrente

  de coletor máxima, 76  
  de coletor para base com emissor aberto, 76  
  de coletor para emissor com base aberta, 77



de joelho, 106  
de saturação reversa, 24  
de surto, 61, 66, 68  
direta, 25  
direta de surto, 62  
direta máxima, 25, 31  
reversa, 24  
Covalência, 18  
Cross-over, 180, 182  
Curva  
  característica, 27, 79, 80, 107, 143, 151  
  característica do SCR, 245  
  característica de um diodo, 25  
  característica do diodo, 26, 28  
  característica do JFET, 148  
  característica do LED, 31  
  característica do MOSFET  
    de depleção, 153  
  característica do MOSFET  
    de indução, 152  
  característica do transistor, 78  
  de resposta em frequência, 172  
  de transcondutância, 145

## D

Decibel, 162, 163  
Diferenciador Ativo, 219  
Dimensionamento do  
  diodo Zener, 109, 115  
  transistor, 116  
Diodo, 22, 23, 27, 42, 45, 48, 68  
  emissor de luz, 31  
  Schockley, 259  
  Zener, 105-109, 114, 121  
Disparo do TRIAC, 253  
Dispositivo de acionamento, 133  
Dissipador de calor, 95, 98  
Distorção por cross-over, 180  
Dobrador de tensão, 68  
Dopagem, 21  
Dreno, 141, 142, 152, 153

## E

Eletrovalência, 17  
Emissor, 71, 72  
  comum, 74, 78, 82  
Especificações do  
  diodo(s), 43, 47, 50, 61, 65  
  SCR, 246  
  transistor, 76, 81  
  TRIAC, 254  
Estabilidade, 16-19  
Estrangulamento (pinch-off), 144

## F

Fator de  
  ripple, 50-52, 59  
  transformação, 50, 52-55  
FET, 141, 147  
Fonte de, 141, 142, 152, 153  
  alimentação ajustável, 127  
  alimentação simétrica, 123, 126, 201  
  tensão ideal, 103  
  tensão real, 103  
Fototransistor, 278  
Frequência de corte  
  inferior, 172  
  superior, 172

## G

Ganho de, 159  
  amplificador sem carga, 161  
  corrente em emissor comum, 76  
  corrente, 74, 75  
  potência, 162, 173, 177  
  tensão em malha aberta, 200  
  tensão sem carga, 159, 169, 177, 179,  
    183, 188, 189  
  tensão, 75, 161, 171

## H

Hipérbole de potência máxima de  
  coletor, 81



## I

Impedância de  
  entrada, 75, 143, 150, 159, 173, 177,  
  179, 183, 188, 189, 200  
  saída, 75, 159, 170, 177, 179, 183, 188,  
  189, 200  
Influência da temperatura, 30  
  nos transistores, 94  
Integrador Ativo, 220  
Isolantes, 19

## J

JFET, 141-143, 145, 147  
Junção PN, 22, 23, 30, 105

## L

Lacuna, 20  
Largura de banda, 172, 201  
LDR, 273  
LED, 31, 32  
Ligação covalente, 19, 20

## M

Máxima transferência de  
  potência, 160, 161  
Métodos de disparo do SCR, 246  
Modelo de amplificador, 159  
Molécula, 15  
Monoestável, 223  
MOSFET, 150, 152  
  de depleção, 153  
  de indução, 150  
Multivibrador  
  astável, 223, 224, 231, 235  
  biestável, 223  
  monoestável, 223, 228, 238

## N

NTC, 275, 276

## O

Ondulação, 50  
Optoacoplador, 279  
Órbita de valência, 16-19  
Oscilador de relaxação, 263, 265

## P

Par elétron-lacuna, 20, 21  
Pasta térmica, 98  
Polarização  
  direta, 25, 72  
  do diodo, 25  
  por corrente de base constante, 82  
  por corrente de emissor constante, 84  
  por divisão de tensão na base, 89  
  reversa, 24, 26, 72  
Ponto de  
  de corte, 83, 85  
  de saturação, 83, 85  
  quiescente, 28, 79, 80, 82, 90, 147, 148  
Porcentagem de regulação, 104  
Porta, 152, 153  
  NAND com MOSFET, 155  
  NOT com CMOS, 156  
Portadores  
  de cargas, 21  
  majoritários, 21, 22, 24, 25  
  minoritários, 22  
Potência  
  dissipada pelo transistor, 74  
  máxima, 76, 106  
  máxima de dissipação do diodo  
    Zener, 108  
  máxima na carga, 171  
Pré-amplificador, 174, 183-185  
PTC, 277, 278

## R

Radiador de calor, 95  
Realimentação, 185  
Regulador(es)  
  de tensão, 113, 124



de tensão ajustável, 127  
de tensão em circuito integrado, 124  
de tensão a transistor, 113  
de tensão fixo, 125  
série a transistor, 114  
série com transistor Darlington, 120  
Resistência térmica, 96, 97, 99, 100  
Reta de carga, 27, 90  
do transistor, 83, 85  
Retificador de Meia Onda, 51, 52  
com filtro capacitivo, 58  
completa, 51  
completa com filtro capacitivo, 64  
completa com ponto neutro, 53  
completa em ponte, 54  
Ripple, 50-52, 58, 60, 61, 65, 68, 107, 108, 125

## S

SBS, 261, 262  
Schmitt Trigger, 217  
SCR, 243, 244, 247-249  
Semicondutor(es) , 19  
tipo N, 22  
tipo P, 21  
Sensibilidade do amplificador, 171  
Somador de Tensão, 207  
Substrato, 151-153  
Subtrator de tensão, 208  
SUS, 259, 260

## T

Temperatura máxima admissível, 94  
Temporizador 555, 234  
Tensão  
de condução, 31  
de off-set, 201  
de ruptura, 26, 81

de ruptura entre coletor e base com emissor aberto, 77  
reversa, 105  
reversa de ruptura, 26  
reversa máxima, 31  
Zener, 105  
Termistores, 275  
Tetraivalentes, 19  
THD, 193  
Tiristor, 243  
Transformador com, 38, 39  
derivação central, 44  
derivação no primário, 40  
derivação no secundário, 41  
primários independentes, 41  
Transistor, 71, 95, 133  
como chave eletrônica, 133  
Darlington, 121  
de efeito de campo, 141  
de efeito de campo de junção, 141  
NPN, 72, 78, 79, 82  
PNP, 73  
unipolar, 143  
TRIAC, 252, 255

## U

UJT, 262, 263

## V

Valor eficaz, 37  
Valor médio, 35





## Projetos de Fontes Chaveadas - Teoria e Prática

**Autor:** Luiz Fernando Pereira de Mello

**Código:** 3370 • 288 páginas • Formato: 17,5 x 24,5 cm • ISBN: 978-85-365-0337-0 • EAN: 9788536503370

Destinado a estudantes e profissionais da área, o livro aborda os fundamentos básicos para projetos de fontes chaveadas. Abrange o funcionamento de cada conversor para a condição de estado estável, equações para dimensionamento e projeto dos conversores, criação de um modelo para a chave PWM, influências que perturbações externas podem causar no conversor, além de fornecer soluções para melhorar a sua performance.

Explica conceitos de estabilidade de sistemas realimentados por meio de um projeto de circuito de controle passo a passo, utilizando o software MATLAB 7.0. Para verificar o funcionamento do conversor projetado, é usado o simulador eletrônico PSIM 9.0 para cada tipo de fonte projetada.

Esclarece o funcionamento dos transistores e diodos utilizados como chave e indica como projetar os componentes magnéticos usados em fontes chaveadas.



## Elementos de Lógica Programável com VHDL e DSP - Teoria e Prática

**Autores:** Cesar da Costa, Leonardo Mesquita e Eduardo Pinheiro

**Código:** 3127 • 296 páginas • Formato: 20,5 x 27,5 cm • ISBN: 978-85-365-0312-7 • EAN: 9788536503127

De forma didática a obra apresenta os conceitos básicos para saber projetar e configurar sistemas digitais simples e complexos com processamento de sinais DSP (Digital Signal Processing), dispositivos lógicos programáveis (PLDs - Programmable Logic Device), como FPGA (Field Programmable Gate Array), CPLD (Complex Programmable Logic Device) e lógica programável com VHDL (VHSIC Hardware Description Language).

Aborda aspectos teóricos, tipos de dispositivos lógicos programáveis, arquiteturas, metodologias de projetos de circuitos digitais, ferramentas de software EDA (Electronic Design Automation), linguagens de descrição de hardware utilizadas em projetos com lógica programável, circuitos sequenciais, contadores e registradores, simulação de circuitos e testes com os softwares Quartus II

v.9 e Quartus II v.10/ModelSim v.10, projetos de sistemas sequenciais, processamento digital de sinais e muito mais.

v.Em modelagens, testes e simulações dos projetos com DSP foram usados Matlab 7.9, Simulink 7.4, DSP Builder v.10, Quartus II 10 e o ModelSim v.10 na simulação do arquivo gerado em VHDL.

Para exemplificar a parte prática, foi utilizado o kit de desenvolvimento DE2 (Development and Education Board), que usa o FPGA EP2C35F672C6 da família Cyclone II.



## Eletrônica Digital - Teoria e Laboratório

**Autores:** Paulo Alves Garcia e José Sidnei Colombo Martini

**Código:** 109X • 184 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0109-3 • EAN: 9788536501093

Este livro é 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 e aritméticos, multiplexadores e demultiplexadores, flip-flops, registradores e contadores, circuitos sequenciais síncronos, memórias e suas aplicações, e finalmente conversores digital/analógico e analógico/digital.



## Eletricidade Aplicada em Corrente Contínua - Teoria e Exercícios

**Autor:** Eduardo Cruz

**Código:** 0840 • 264 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0084-3 • EAN: 9788536500843

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 linguagem didática, exercícios resolvidos e propostos e textos em inglês técnico, o livro relaciona conceitos teóricos e aplicações práticas. Sempre que possível, utiliza especificações reais de diversos dispositivos, como resistor, potenciômetro, capacitor, indutor e relé.

Aborda os princípios de eletrostática e de eletrodinâmica, resistência elétrica, potência e energia elétricas, Leis de Kirchhoff, associação de resistores, análise de circuitos resistivos, teoremas da Superposição, de Thévenin e de Norton, análise de circuitos pelo Método de Maxwell, especificações e aplicações do capacitor e do indutor.



## Análise de Circuitos em Corrente Alternada

**Autor:** Eng. Rômulo Oliveira Albuquerque

**Código:** 143X • 240 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0143-7 • EAN: 9788536501437

Leitura indispensável para estudantes de cursos técnicos e de engenharia das áreas de eletrônica, automação, mecatrônica e eletrotécnica, esta publicação apresenta a análise e o 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 indutivos 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.





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

**Autores:** Rômulo Oliveira Albuquerque e Antonio Carlos Seabra

**Código:** 2465 • 208 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0246-5 • EAN: 9788536502465

Este livro é destinado a estudantes e profissionais das áreas de eletrônica, automação industrial, mecatrônica, eletroeletrônica e aficionados da área. Descreve o amplificador operacional, dispositivo de larga aplicação em todos os campos da eletrônica, apresenta o CI 555 e o componente UJT, os tiristores e suas aplicações, os principais dispositivos optoeletrônicos, além de dois componentes importantes na eletrônica industrial de potência: o IGBT e o FET, e traz alguns exercícios resolvidos e propostos com solução. É importante conhecer diodos, transistores e leis de circuito para acompanhar o estudo do livro.



## Elementos de Eletrônica Digital

**Autores:** Francisco Gabriel Capuano e Ivan Valeije Idoeta

**Código:** 0193 • 544 páginas • Formato: 16 x 23 cm • ISBN: 978-85-7194-019-2 • EAN: 9788571940192

Esta atualização do livro Elementos de Eletrônica Digital objetiva principalmente atender às recentes inovações tecnológicas dessa área. Conserva uma abordagem didática, simples e objetiva e a apresentação dos conceitos adequada à atual realidade de ensino. Descreve sistemas de numeração, funções e portas lógicas, álgebra de Boole e simplificação de circuitos lógicos, circuitos combinacionais, flip-flop, registradores e contadores, conversores, famílias de circuitos lógicos. Possui exercícios resolvidos e propostos reformulados e suas respostas.



## Eletrônica Aplicada

**Autores:** Eduardo Cesar Alves Cruz e Salomão Choueri Jr.

**Código:** 1505 • 304 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0150-5 • EAN: 9788536501505

Aborda diversos dispositivos eletrônicos como diodos (retificador, LED, Zener e Schottky), 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.



## Projetos de Circuitos Digitais com FPGA

**Autor:** Cesar da Costa

**Código:** 2397 • 208 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0239-7 • EAN: 9788536502397

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 de 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, 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](http://www.altera.com)) e o kit de desenvolvimento FPT1 da empresa Leap Electronic Co. ([www.leap.com.tw](http://www.leap.com.tw)).



## Eletrônica de Potência - Conversores de Energia CA/CC - Teoria, Prática e Simulação

**Autores:** Prof. Dr. Devair Aparecido Arrabaça e Prof. Dr. Salvador Pinillos Gimenez

**Código:** 3714 • 336 páginas • Formato: 17,5 x 24,5 cm • ISBN: 978-85-365-0371-4 • EAN: 9788536503714

Traz um estudo detalhado dos conceitos de eletrônica de potência, de forma qualitativa e quantitativa, quanto aos conversores de energia CA/CC não controlados (diodos) e controlados (tiristores, SCR's). Destina-se a estudantes de escolas técnicas, de graduação em tecnologia e engenharia e de cursos de pós-graduação em eletrônica, eletrotécnica, energia, mecatrônica, automação e controle, automação industrial e robótica.

Rico em exercícios resolvidos e propostos, laboratórios de simulação e procedimento experimental, aborda as principais classes de conversores estáticos, transformador trifásico com enfoque em retificadores industriais (monofásico, trifásico e hexafásico), efeitos da comutação simples, dispositivos semicondutores, circuito integrado (IC) usados em circuitos de disparo





## Máquinas Elétricas - Teoria e Ensaios - Edição Revisada

**Autor:** Geraldo Carvalho

**Código:** 126X • 264 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0126-0 • EAN: 9788536501260

De forma simples e direta, esta obra apresenta a teoria de funcionamento, características, a execução de ensaios e análises em máquinas elétricas, proporcionando aos estudantes, profissionais e alionados de eletrotécnica, eletroeletrônica e eletrônica uma fonte de informações práticas a respeito das máquinas mais empregadas na indústria atual, tais como transformadores, motores e geradores.

Destaca de modo especial os motores de passo e servomotores, além de apresentar uma lista de exercícios de fixação e ensaios para facilitar o aprendizado.

Nesta quarta edição, a apresentação de alguns temas e equações foi melhorada, com referência a normas, alguns comentários e maior profundidade, conforme sugestões.



## Energia Elétrica para Sistemas Automáticos de Produção

**Autor:** Alexandre Capelli

**Código:** 1543 • 320 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0154-3 • EAN: 9788536501543

Atualmente, muitos são os desafios para obtenção de eficiência energética. Impactos ambientais, legislações mais rígidas, custos, falta de investimentos em infraestrutura levam os profissionais da indústria de manufatura à busca constante de melhor aproveitamento da energia elétrica utilizada no parque fabril. A proposta desta publicação é ajudar a alcançar este objetivo. Detalha o cenário energético brasileiro, sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, correção do fator de potência, qualidade da energia elétrica, aterramento elétrico segundo a NBR 5410, interferência eletromagnética nos sistemas automáticos de produção e eficiência energética. Por meio de casos reais em campo propõe soluções práticas para os problemas mais comuns da energia elétrica na automação industrial.



## Gerenciamento de Energia

### Ações Administrativas e Técnicas de Uso Adequado da Energia Elétrica

**Autores:** Benjamim Ferreira de Barros, Reinaldo Borelli e Ricardo Luis Gedra

**Código:** 3110 • 176 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0311-0 • EAN: 9788536503110

Apresenta a estudantes e profissionais os aspectos essenciais para gerenciar instalações elétricas de forma eficiente e com baixo custo.

Aborda aspectos administrativos, como as faturas de energia elétrica em baixa e alta tensão. O conhecimento das regras do mercado livre de energia elétrica possibilita analisar a conveniência de um consumidor migrar para esse ambiente de contratação. Esclarece aspectos técnicos, dúvidas relacionadas com o fator de potência, a eficiência energética e a certificação ambiental de edificações. Descreve ainda os conceitos gerais do setor elétrico e os principais números da matriz energética brasileira.



## Distúrbios da Energia Elétrica

**Autor:** Edson Martinho

**Código:** 2311 • 144 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0231-1 • EAN: 9788536502311

O objetivo do livro é fornecer uma visão dos diversos distúrbios que a energia elétrica pode produzir ou sofrer e dos impactos que eles causam, bem como mostrar conceituação do fenômeno, equacionamento, efeitos, algumas soluções e formas de tratar cada um dos assuntos com exemplos práticos e linguagem acessível. Traz também as principais considerações e órgãos que regulamentam as práticas e o monitoramento da qualidade de energia.

Conteúdo indispensável a estudantes, profissionais da área e todos que buscam conhecimentos atualizados sobre qualidade de energia.



## Cabine Primária - Subestações de Alta Tensão de Consumidor - Edição Revisada e Atualizada

**Autores:** Benjamim Ferreira de Barros e Ricardo Luis Gedra

**Código:** 2618 • 192 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0261-8 • EAN: 9788536502618

Traz informações necessárias aos profissionais que atuam em projeto, construção, manutenção e operação de cabine primária. Mostra as etapas de funcionamento do sistema elétrico do Brasil, as subestações de consumidores, o pedido de ligação de uma subestação de consumidor, com detalhes da construção, testes, tarifação e cobrança da conta de energia de alta tensão, além dos equipamentos utilizados nas subestações de alta tensão de consumidor.

Enfoca a proteção das instalações elétricas e aspectos de segurança, destacando os requisitos da NR-10. Aborda planejamento, operação e manutenção de uma subestação.

A segunda edição inclui alterações decorrentes de atualizações de normas. Contempla a nova Resolução 414, de 09/09/10, da ANEEL, em substituição à Resolução 456. A Resolução 505 da ANEEL foi substituída pelo Módulo 8 do Procedimento de Distribuição (PRODIST). Os dados do Balanço Energético Nacional também foram atualizados com as informações mais recentes do documento emitido em 2010 com dados de 2009.





## Acionamentos Elétricos

**Autor:** Claiton Moro Franchi

**Código:** 1499 • 256 páginas • **Formato:** 17 x 24 cm • **ISBN:** 978-85-365-0149-9 • **EAN:** 9788536501499

Destinado a técnicos, tecnólogos e engenheiros que atuam nas áreas de automação, mecatrônica e eletrotécnica, além de profissionais que desejam manter-se atualizados.

Aborda motores elétricos de indução monofásicos, trifásicos e síncronos, assim como conceitos relativos à potência e fator de potência. Apresenta descrição dos dispositivos utilizados em chaves de partida e comando: contadores, fusíveis, disjuntores, relés de sobrecarga, inversores de frequência e soft-starters.

Traz um conjunto de exercícios para fixação do conteúdo, dois apêndices com os principais diagramas elétricos utilizados na prática e a descrição da simbologia adotada por normas nacionais e internacionais.



## Inversores de Frequência - Teoria e Aplicações

**Autor:** Claiton Moro Franchi

**Código:** 2106 • 192 páginas • **Formato:** 17 x 24 cm • **ISBN:** 978-85-365-0210-6 • **EAN:** 9788536502106

Técnicos, tecnólogos e engenheiros que atuam nas áreas de automação, mecatrônica e eletrotécnica, além de profissionais que desejam manter-se atualizados, podem beneficiar-se deste livro.

Com uma linguagem clara e objetiva abrange os conceitos básicos dos inversores de frequência, seus princípios de funcionamento, controles escalar e vetorial, características de instalação, aplicações e uma descrição detalhada dos seus parâmetros. Exercícios são propostos ao final de cada capítulo para facilitar a compreensão e a fixação dos assuntos abordados. Fornece um apêndice que mostra os transdutores de velocidade, fundamentais para o controle de velocidade com inversores de frequência.



## Instalações Elétricas - Princípios e Aplicações

**Autor:** Norberto Nery

**Código:** 3028 • 368 páginas • **Formato:** 17,5 x 24,5 cm • **ISBN:** 978-85-365-0302-8 • **EAN:** 9788536503028

Princípios e aplicações das instalações elétricas são fornecidos neste livro prático, cuja linguagem é clara e objetiva. Destinado a estudantes e a profissionais da área que desejam aperfeiçoar conhecimentos.

Apresenta os aspectos essenciais das instalações e do fornecimento de energia elétrica, os critérios e o dimensionamento dos equipamentos de uma instalação predial, introdução à luminotécnica, instalação de motores elétricos de indução, sistema de proteção contra descargas atmosféricas em estruturas, além de orientações gerais sobre fornecimento de energia elétrica em média tensão, sua forma de tarifação e detalhes sobre cabeamento estruturado.



## Instalações Elétricas - Fundamentos, Prática e Projetos em Instalações Residenciais e Comerciais

**Autores:** Eduardo Cesar Alves Cruz e Larry Aparecido Aniceto

**Código:** 3318 • 432 páginas • **Formato:** 20,5 x 27,5 cm • **ISBN:** 978-85-365-0331-8 • **EAN:** 9788536503318

Ricamente ilustrado, com linguagem objetiva e explicações passo a passo, este livro aborda conceitos de eletricidade, geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, normas e resoluções sobre instalações elétricas, segurança em eletricidade, simbologia, circuitos terminais básicos e especiais, instalação de rede de eletrodutos, de condutores, dispositivos e equipamentos, quadros de distribuição, luminotécnica, previsão de carga, demanda e dimensionamento do padrão de entrada e de condutores, dispositivos de eletrodutos, sistemas de aterramento e de proteção contra descargas elétricas atmosféricas e muito mais.



## Iluminação - Teoria e Projeto

**Autor:** Délio Pereira Guerrini

**Código:** 1802 • 136 páginas • **Formato:** 17 x 24 cm • **ISBN:** 978-85-365-0180-2 • **EAN:** 9788536501802

Voltada aos profissionais das áreas de engenharia e arquitetura e aos alunos de cursos técnicos e superiores, esta publicação destaca os temas essenciais da iluminação com uma linguagem simples e objetiva.

Conceitua luz e espectro eletromagnético, visão e iluminação. Traz uma abordagem da cor, incluindo sua temperatura e o índice de reprodução e delimita a física da luz. Apresenta as fontes artificiais da luz com as últimas inovações, como LEDs e indução magnética, além de diagramas fotométricos.

A iluminação pública garante a segurança do tráfego e do pedestre, já a iluminação por projetores destina-se a edifícios, monumentos, obras de arte, campos desportivos, entre outros locais, sendo ambas estudadas no livro. Trata inclusive da iluminação a partir de lâmpadas de quartzo halógenas e fornece exemplos para aprimorar o aprendizado.





### **Instrumentação Industrial - Conceitos, Aplicações e Análises - Edição Revisada**

Autor: Eng. Arivelto Bustamante Fialho

Código: 9220 • 280 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-7194-922-5 • EAN: 9788571949225



### **Metrologia na Indústria - Edição Revisada e Atualizada**

Autor: Francisco Adval de Lira

Código: 783X • 248 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-7194-783-2 • EAN: 9788571947832



### **Desenho Técnico para Mecânica - Conceitos, Leitura e Interpretação**

Autora: Michele David da Cruz

Código: 3202 • 160 páginas • Formato: 20,5 x 27,5 cm • ISBN: 978-85-365-0320-2 • EAN: 9788536503202



### **Elementos Finitos - A Base da Tecnologia CAE - Análise Dinâmica**

Autor: Avelino Alves Filho, prof. Dr.

Código: 0506 • 304 páginas • Formato: 20,5 x 27,5 cm • ISBN: 978-85-365-0050-8 • EAN: 9788536500508



### **Elementos Finitos - A Base da Tecnologia CAE**

Autor: Avelino Alves Filho, prof. Dr.

Código: 7414 • 320 páginas • Formato: 20,5 x 27,5 cm • ISBN: 978-85-7194-741-2 • EAN: 9788571947412

**Instrumentação e Metrologia, Mecânica e Construção Civil**





## Mecânica Técnica e Resistência dos Materiais

Autor: Sarkis Melconian

Código: 6663 • 376 páginas • Formato: 20,5 x 27,5 cm • ISBN: 978-85-7194-666-8 • EAN: 9788571946668

Transmite, com clareza e eficácia, conhecimentos de mecânica técnica e resistência dos materiais. Indicada para estudantes e profissionais da área técnica que atuam nas diferentes modalidades da engenharia (mecânica, mecatrônica, civil, hidráulica, naval, eletrotécnica, eletroeletrônica, aeronáutica, automação). O conteúdo foi totalmente desenvolvido no SI (Sistema Internacional).

Os principais tópicos abordados são sistemas de unidades, vínculos estruturais, equilíbrio de força, tração, compressão, treliças planas, cisalhamento, flexão, torção e flambagem. Possui exemplos e exercícios práticos.



## CNC - Programação de Comandos Numéricos Computadorizados - Torneamento

Autor: Sidnei Domingues da Silva

Código: 8941 • 312 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-7194-894-5 • EAN: 9788571948945

Com a finalidade de atender às necessidades do mercado, surgiu a ideia de criar uma obra de nível técnico com linguagem simples e prática.

Esta obra destaca os sistemas de programação de alguns comandos CNC mais utilizados no mercado, visando contribuir com o aumento da mão de obra especializada em torneamento. Os principais tópicos são coordenadas cartesianas e sistema de coordenadas, introdução à programação, funções preparatórias e auxiliares, trigonometria aplicada, sistema de medidas, compensação de raio de corte, informações tecnológicas, estrutura e fluxogramas de programação, ciclos fixos, exemplos de programação e ferramentas.



## Mestre de Obras - Gestão Básica para Construção Civil

Autores: Julio Salgado (organizador), Adriano Aurelio Ribeiro Barbosa, José Américo Alves Salvador Filho, Roberto Costa Moraes e Tânia Cristina Lemes Soares Pontes

Código: 3387 • 192 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0338-7 • EAN: 9788536503387

Objetivo e didático, este livro aborda assuntos essenciais nas atividades diárias do Mestre de Obras. Traz informações técnicas e administrativas, condutas comportamentais, organização de pessoas e itens envolvidos em um canteiro de obras, seus intervenientes, orçamentos, cronogramas, equipamentos de proteção, segurança no trabalho e gerenciamento de resíduos.

Esclarece a administração de uma empresa, de pessoal e de material, organograma empresarial, legislação básica, contratações, liderança e comportamento.

Ideal para mestres de obras, técnicos e engenheiros que trabalham na construção civil.



## Instalação Hidráulica Residencial - A Prática do Dia a Dia

Autor: Julio Salgado

Código: 2830 • 176 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0283-0 • EAN: 9788536502830

Os profissionais da área, bem como os leigos, encontram neste livro conteúdo prático para acompanhar, monitorar e mesmo executar as instalações hidráulicas básicas de uma edificação, além de exercícios para fixação do aprendizado. Comenta as instalações hidráulicas residenciais do dia a dia de forma didática, sem se valer de dimensionamentos e de conhecimento específico para o projeto. Mostra as principais formas de execução das instalações de água e esgoto, considerando os diferentes materiais e tipos de conexões. Fornece a base para uma interpretação de projetos, as novas tecnologias utilizadas pelas empresas da área e orientações para o uso racional da água.



## Técnicas e Práticas Construtivas para Edificação - Edição Revisada

Autor: Julio Salgado

Código: 2182 • 320 páginas • Formato: 17 x 24 cm • ISBN: 978-85-365-0218-2 • EAN: 9788536502182

Descreve as principais técnicas para edificações, desde a concepção da obra por parte do cliente até a sua entrega. Trata das fases de implantação, movimento de terra, medidas de segurança, drenagem, fundação, armaduras, formas para concreto e sua preparação.

Aborda alvenarias, coberturas, impermeabilização, pisos e assentamento, pavimentação, esquadrias, instalações elétricas e hidráulicas com normas e cuidados, revestimentos, sistema de pintura, verificações finais e limpeza para entrega da obra. A segunda edição, revisada e ampliada, traz alguns complementos de instalações hidráulicas, tipos de fios e emendas e tabelas básicas de composição de argamassas e concretos.

Conteúdo indispensável para estudantes, técnicos e profissionais da área.

**Instrumentação e Metrologia, Mecânica e Construção Civil**