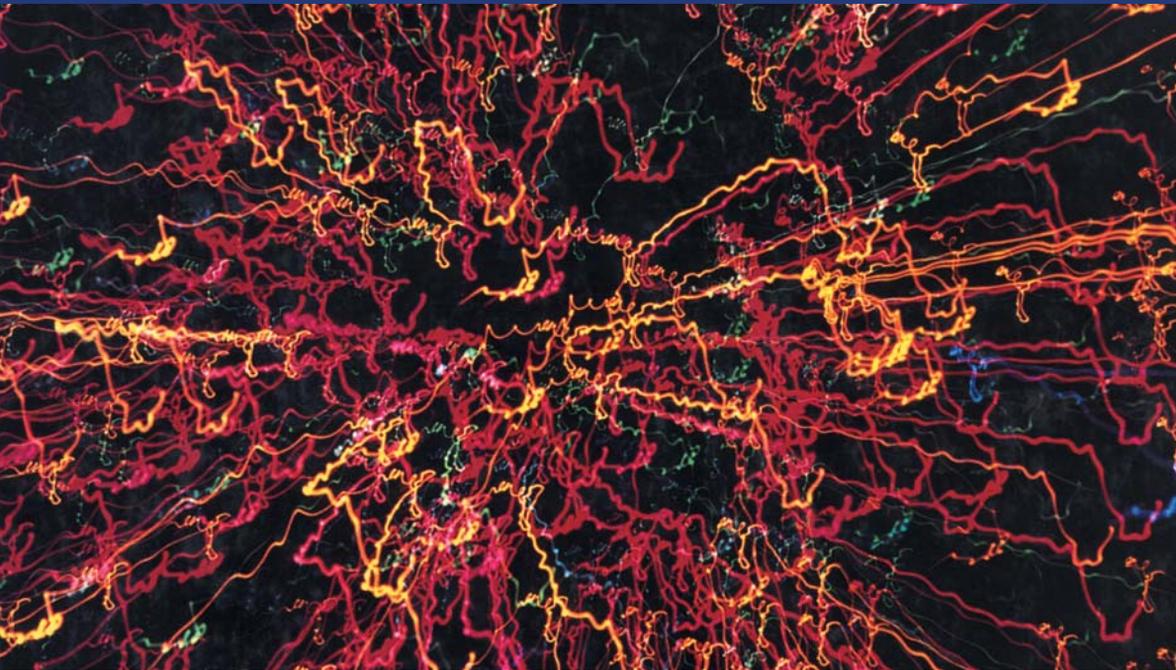


# Eletrônica de Potência



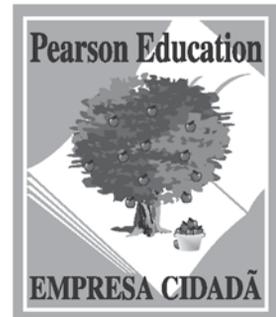
Ashfaq Ahmed



**PÁGINA EM BRANCO**

*Ashfaq Ahmed*

# Eletrônica de Potência



**PÁGINA EM BRANCO**

*Ashfaq Ahmed*

# Eletrônica de Potência

**Tradução**

*Bazán Tecnologia e Linguística  
Eduardo Vernes Mack*

**Revisão técnica**

*João Antonio Martino*

Mestre, doutor e livre-docente em engenharia eletrônica  
pela Universidade de São Paulo.  
Professor titular da Faculdade de Engenharia Industrial (FEI).  
Professor associado da Escola Politécnica da USP.



São Paulo



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

© 2000 by Pearson Education do Brasil

Título original: Power Electronics for Technology

© 1999 by Prentice Hall, Inc.

Publicado sob acordo com a editora original, Prentice Hall, Inc.,  
uma empresa do grupo Pearson Education.

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

Editor: Roger Trimer

Coordenação editorial: Rita de Cássia Sam

Preparação: Bernadette Abrão

Revisão: Alessandra Bosquilha e Simone Zaccarias

Diagramação: Studio 3 Desenvolvimento Editorial

Capa: Marcelo da Silva Françaço, sobre o projeto original de TOPEgrafix, Inc.

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

---

Ahmed, Ashfaq

Eletrônica de Potência / Ashfaq Ahmed ; tradução Bazán Tecnologia e Lingüística ; revisão técnica João Antonio Martino. -- São Paulo : Pearson Prentice Hall, 2000.

Bibliografia.

ISBN 978-85-87918-03-1

1. Eletrônica de potência I. Título.

99-5072

CDD-621.317

---

### **Índices para catálogo sistemático:**

1. Eletrônica de potência : Engenharia elétrica 621.317

4ª reimpressão - setembro 2009

Direitos exclusivos para a língua portuguesa cedidos à

Pearson Education do Brasil Ltda.,

uma empresa do grupo Pearson Education

Av. Ermano Marchetti, 1435

CEP: 05038-001 – São Paulo-SP

Tel: (11) 2178-8686 – Fax: (11) 2178-8688

e-mail: vendas@pearsoned.com

Oh, Senhor! Fortaleça meu conhecimento

Para Basheer e Farhath, meus queridos pais; Nadira,  
minha carinhosa esposa, e Saba, Asad e Fabad,  
meus lindos filhos

**PÁGINA EM BRANCO**

# Sumário

## **PREFÁCIO 11**

### **1 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA 13**

- 1.1 Introdução 14
- 1.2 O que é eletrônica de potência? 14
- 1.3 Por que eletrônica de potência? 15
- 1.4 Chaves semicondutoras de potência 18
- 1.5 Perdas de potência em chaves não ideais 19
- 1.6 Tipos de circuitos de eletrônica de potência 27
- 1.7 Aplicações da eletrônica de potência 27
- 1.8 Problemas 28
- 1.9 Equações 30

### **2 DIODOS DE POTÊNCIA 31**

- 2.1 Introdução 32
- 2.2 Diodo de junção PN 32
- 2.3 Características de tensão-corrente de um diodo 33
- 2.4 O diodo ideal 33
- 2.5 O diodo Schottky 34
- 2.6 Análise de circuitos com diodo 35
- 2.7 Perdas no diodo 39
- 2.8 Principais valores nominais para diodos 41
- 2.9 Proteção do diodo 42
- 2.10 Teste de um diodo 43
- 2.11 Operação de diodos em série e em paralelo 44
- 2.12 Problemas 50
- 2.13 Equações 53

### **3 TRANSISTORES DE POTÊNCIA 54**

- 3.1 Introdução 55
- 3.2 Transistores bipolares de junção de potência (BJTs) 56

- 3.3 Transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor de potência (MOSFETs) 71
- 3.4 Transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) 82
- 3.5 Transistores de unijunção (UJTs) 86
- 3.6 Problemas 91
- 3.7 Equações 92

#### **4 DISPOSITIVOS TIRISTORES 94**

- 4.1 Introdução 96
- 4.2 O retificador controlado de silício (SCR) 96
- 4.3 Curvas características de um SCR 98
- 4.4 Teste dos SCRs 99
- 4.5 Valores nominais do SCR 100
- 4.6 Valor nominal da temperatura de junção 114
- 4.7 Aumento de valores nominais do SCR 114
- 4.8 Ligações de SCRs em série e em paralelo 115
- 4.9 Perdas de potência 121
- 4.10 Proteção do SCR 123
- 4.11 Proteção do circuito de porta 125
- 4.12 Circuitos de acionamento de porta do SCR 126
- 4.13 Acionamento de SCRs em série e em paralelo 132
- 4.14 Circuitos de desligamento (comutação) de SCRs 132
- 4.15 Outros tipos de tiristores 137
- 4.16 Problemas 145
- 4.17 Equações 146

#### **5 RESISTORES MONOFÁSICOS NÃO-CONTROLADOS 148**

- 5.1 Introdução 149
- 5.2 Retificador de meia-onda (retificador de um-pulso) 149
- 5.3 Retificador de onda completa com transformador com terminal central (retificador de dois-pulsos) 159
- 5.4 Retificador de onda completa em ponte 168
- 5.5 Problemas 177
- 5.6 Equações 179

#### **6 RETIFICADORES MONOFÁSICOS CONTROLADOS 181**

- 6.1 Introdução 182
- 6.2 Retificadores controlados de meia-onda 183
- 6.3 Retificadores controlados de onda completa com terminal central 190
- 6.4 Retificadores controlados de onda completa em ponte 199
- 6.5 Retificadores semicontrolados em ponte 212
- 6.6 Conversores duais 215
- 6.7 Problemas 217
- 6.8 Equações 222

## **7 RETIFICADORES TRIFÁSICOS NÃO-CONTROLADOS 224**

- 7.1 Introdução 225
- 7.2 Retificadores trifásicos de meia-onda (três-pulsos) 225
- 7.3 Retificadores trifásicos de onda completa em ponte (seis-pulsos) 235
- 7.4 Circuitos retificadores de doze-pulsos 247
- 7.5 Problemas 248
- 7.6 Equações 250

## **8 RETIFICADORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS 253**

- 8.1 Introdução 254
- 8.2 Retificadores controlados de meia-onda (três-pulsos) 254
- 8.3 Retificador controlado de onda completa em ponte (seis-pulsos) 268
- 8.4 Retificadores semicontrolados de onda completa em ponte com diodo de retorno 293
- 8.5 Conversores de doze-pulsos em ponte 300
- 8.6 Problemas 302
- 8.7 Equações 305

## **9 CHOPPERS DC 308**

- 9.1 Introdução 308
- 9.2 Princípios dos choppers DC básicos 309
- 9.3 Choppers *step-down* (*buck*) 313
- 9.4 Choppers *step-up* (*boost*) 326
- 9.5 Choppers *buck-boost* 338
- 9.6 Problemas 345
- 9.7 Equações 347

## **10 INVERSORES 349**

- 10.1 Introdução 350
- 10.2 O inversor básico 350
- 10.3 Inversores de fonte de tensão (VSIs) 352
- 10.4 Técnicas de controle para inversores de tensão 363
- 10.5 Modulação por largura de pulso (PWM) 366
- 10.6 Inversores modulados por largura de pulso (PWM) 371
- 10.7 Outros tipos básicos de inversores monofásicos 375
- 10.8 Princípio básico do inversor trifásico VSI em ponte 376
- 10.9 Inversor de fonte ideal de corrente (CSI) 395
- 10.10 Problemas 399
- 10.11 Equações 400

## **11 CONTROLADOR DE TENSÃO AC 403**

- 11.1 Introdução 404
- 11.2 Controle de potência AC 405

11.3	Controle de ciclo integral	407
11.4	Controle de fase AC	409
11.5	Controle trifásico de fase AC	420
11.6	Controladores semicontrolados de tensão AC	441
11.7	Cicloconvertidores	447
11.8	Problemas	457
11.9	Equações	460

## **12 CHAVES ESTÁTICAS 462**

12.1	Introdução	463
12.2	Comparação entre chaves semicondutoras e chaves mecânicas	463
12.3	Chaves estáticas AC	464
12.4	Chaves estáticas trifásicas	469
12.5	Chaves híbridas	469
12.6	Relé de estado sólido (SSR)	472
12.7	Controle estático com mudança de terminal	472
12.8	Controlador estático VAR (SVC)	474
12.9	Problemas	476
12.10	Equações	476

## **ÍNDICE REMISSIVO 477**

# Prefácio

Este livro introduz o tema eletrônica de potência, ou seja, o controle do chaveamento e a conversão da potência elétrica utilizando dispositivos semicondutores. A crescente demanda por eficiência na conversão e no controle de energia elétrica fez com que essa área da engenharia elétrica ganhasse importância, o que resultou no desenvolvimento de novos dispositivos, circuitos e esquemas de controle que continuam a estender a tecnologia de eletrônica de potência a novas áreas de aplicação.

O principal objetivo deste livro é tornar facilmente compreensíveis os princípios de eletrônica de potência, satisfazendo as necessidades não só de programas acadêmicos de engenharia elétrica, mas também do currículo de cursos técnicos. Foi planejado como livro-texto para cursos introdutórios sobre chaves semicondutoras e suas aplicações para o controle de potência e se estende desde princípios e conceitos fundamentais até aplicações gerais de eletrônica de potência.

O Capítulo 1 fornece uma introdução e uma visão geral da eletrônica de potência. Os capítulos 2, 3 e 4 são dedicados à apresentação dos principais dispositivos semicondutores de potência e seu comportamento e das características da tensão-corrente. Os capítulos 5 a 12 permitem ao leitor familiarizar-se com a análise e a operação de vários circuitos conversores de potência — AC/DC, DC/DC, DC/AC e AC/AC — aplicáveis a altos níveis de potência. De modo geral, o livro se concentra na aplicação de dispositivos de eletrônica de potência em retificadores, inversores, controladores de tensão AC, cicloconversores e choppers DC, cuja ênfase recai sobre a topologia e a função dos circuitos. Análises de formas de ondas de tensão e de corrente de saída começam com cargas resistivas simples e prosseguem com cargas indutivas mais práticas. As equações que governam o comportamento desses circuitos são formuladas de modo a fornecer os fundamentos para a análise de circuitos de eletrônica de potência.

Este livro exige como pré-requisito conhecimentos básicos de matemática, além de uma formação básica em teoria de circuitos e fundamentos de eletrônica em estado sólido. O material aqui apresentado foi desenvolvido a partir de roteiros de aula para um curso de eletrônica de potência ministrado pelo autor no Electrical Engineering Technology Department, da Purdue University-Calumet, em Hammond, Indiana.

## Características

- O livro apresenta uma série de exemplos acompanhados de solução que ilustram os conceitos introduzidos ao longo de cada capítulo. Esses exemplos também servem de base para os diversos problemas que aparecem ao final de cada capítulo, a fim de reforçar o que foi abordado.
- Tendo em vista que o livro se destina principalmente a alunos em um programa tecnológico, a ênfase é voltada para aplicações.
- O livro se propõe a preencher a lacuna entre livros escritos para alunos de engenharia e livros escritos para escolas técnicas.
- O material é apresentado de maneira metódica, oferecendo primeiramente a base teórica e, em seguida, as aplicações específicas.
- Apenas conhecimentos básicos de matemática são necessários. O rigor matemático foi intencionalmente limitado para assegurar que alunos que estejam aprendendo a matéria pela primeira vez não se deparem com informações ambíguas resultantes de teorias complexas.
- Uma boa quantidade de ilustrações fornece as informações mais importantes na forma de diagramas.

## Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao editor Charles Stewart e a seu assistente Kim Yehle, da Prentice Hall, pela ajuda, paciência e flexibilidade dispensada no processo de preparação deste texto. Gostaria de agradecer também aos seguintes revisores por sua inestimável contribuição: Venkata Anandu, da Southwest Texas State University; Shamala Chickamenahalli, da Wayne State University; Mohammad Dabbas, do IIT Technical Institute – Flórida, e Alexander E. Emanuel, da Worcester Polytechnic Institute. Meus mais profundos agradecimentos vão para minha esposa, Nadira, pelo apoio, compreensão e estímulo durante as muitas horas de trabalho envolvidas para concluir este projeto com êxito.

*Ashfaq Ahmed, engenheiro  
Munster, Indiana*

# Eletrônica de potência 1

## Visão geral do capítulo

- 1.1** Introdução
- 1.2** O que é eletrônica de potência?
- 1.3** Por que eletrônica de potência?
  - 1.3.1** Um reostato como dispositivo de controle
  - 1.3.2** Uma chave como dispositivo de controle
- 1.4** Chaves semicondutoras de potência
- 1.5** Perdas de potência em chaves não ideais
  - 1.5.1** Perda na condução
  - 1.5.2** Perda por chaveamento
- 1.6** Tipos de circuitos de eletrônica de potência
- 1.7** Aplicações da eletrônica de potência
- 1.8** Problemas
- 1.9** Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- definir o termo eletrônica de potência;
- enumerar as vantagens do uso de chaves para controlar a potência elétrica;
- enumerar os vários tipos de dispositivos semicondutores de potência;
- determinar a perda de potência em chaves não ideais;
- enumerar os vários tipos de circuitos de eletrônica de potência;
- enumerar as aplicações típicas da eletrônica de potência.

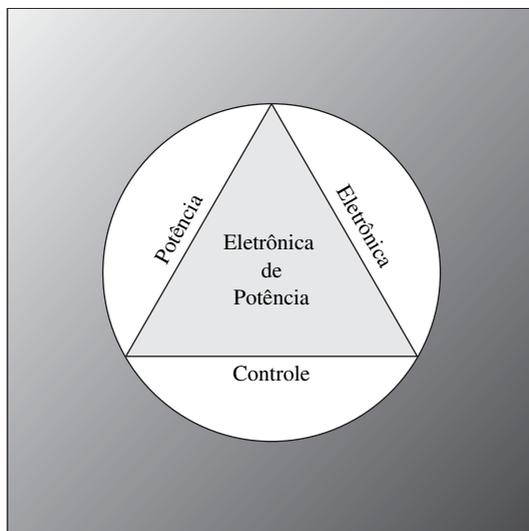
## 1.1 Introdução

As aplicações da eletrônica de estado sólido no campo da potência elétrica crescem continuamente. Assim, cursos sobre eletrônica de potência tornaram-se comuns nos currículos relativos à tecnologia de engenharia elétrica. O termo *eletrônica de potência* vem sendo usado desde a década de 60, após a criação do SCR (*silicon controlled rectifier* – retificador controlado de silício) pela General Electric. A eletrônica de potência progrediu com rapidez nos últimos anos, com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência que podem chavear altas correntes eficientemente em altas tensões. Uma vez que esses dispositivos oferecem alta confiabilidade e são de pequeno porte, a eletrônica de potência expandiu sua abrangência para diversas aplicações, como controle de iluminação e de aquecimento, fontes reguladas de energia, motores acionadores DC (*direct current* ou corrente contínua) ou AC (*alternating current* ou corrente alternada) de velocidade variável, compensador estático VAR (*volt-ampère reactive* – reativo volt-ampère) e sistemas de transmissão DC em alta tensão.

## 1.2 O que é eletrônica de potência?

O extenso campo da engenharia elétrica pode ser dividido em três ramos principais: potência, eletrônica e controle. A eletrônica de potência trata da aplicação de dispositivos semicondutores de potência, como tiristores e transistores, na conversão e no controle de energia elétrica em níveis altos de potência. Essa conversão normalmente é de AC para DC ou vice-versa, enquanto os parâmetros controlados são tensão, corrente e frequência. A simples retificação de AC para DC, por exemplo, é uma conversão de potência. Mas, caso se aplique ajuste de nível de tensão na retificação, tanto a conversão como o controle de energia elétrica passam a estar envol-

**Figura 1.1:** Eletrônica de potência: uma combinação entre potência, eletrônica e controle.



vidos no processo. Portanto, a eletrônica de potência pode ser considerada uma tecnologia interdisciplinar que envolve três campos básicos: a potência, a eletrônica e o controle, como mostra a Figura 1.1.

Este livro aborda o uso de dispositivos semicondutores de potência em aplicações como retificação, inversão, conversão de frequência, acionadores AC e DC e fontes de alimentação. Dispositivos como diodos, transistores, tiristores e triacs são usados principalmente para o chaveamento, realizando a ação *liga-desliga*, básica para os circuitos de eletrônica de potência.

### 1.3 Por que eletrônica de potência?

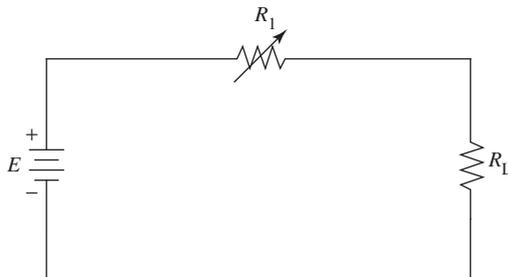
A transferência de potência elétrica de uma fonte para uma carga pode ser controlada pela variação da tensão de alimentação (com o uso de um transformador variável) ou pela inserção de um regulador (como um reostato, um reator variável ou uma chave). Os dispositivos semicondutores utilizados como chaves têm a vantagem do porte pequeno, do custo baixo, da eficiência e da utilização para o controle automático da potência. Outra vantagem do uso da chave como elemento de controle (comparado à utilização de uma resistência ajustável de um reostato ou de um potenciômetro, por exemplo) é mostrada na próxima seção.

#### 1.3.1 Um reostato como dispositivo de controle

A Figura 1.2 mostra um reostato controlando uma carga. Quando  $R_1$  tem zero de resistência, a carga recebe toda a potência. Quando  $R_1$  é máxima, a potência entregue à carga é praticamente igual a zero.

Nas aplicações em que a potência a ser controlada é grande, a eficiência de conversão passa a ser importante. Uma eficiência baixa significa grandes perdas, uma preocupação de caráter econômico, além de gerar calor, que terá de ser removido do sistema para evitar superaquecimento.

Figura 1.2: Um reostato controlando uma carga.



**Exemplo 1.1**

Uma fonte DC de 100 V está fornecendo energia para uma carga resistiva de  $10 \Omega$ . Determine a potência entregue à carga ( $P_L$ ), a potência dissipada no reostato ( $P_R$ ), a potência total fornecida pela fonte ( $P_T$ ) e a eficiência  $\eta$ , se o reostato for ajustado para:

- a)  $0 \Omega$
- b)  $10 \Omega$
- c)  $100 \Omega$

**Solução**

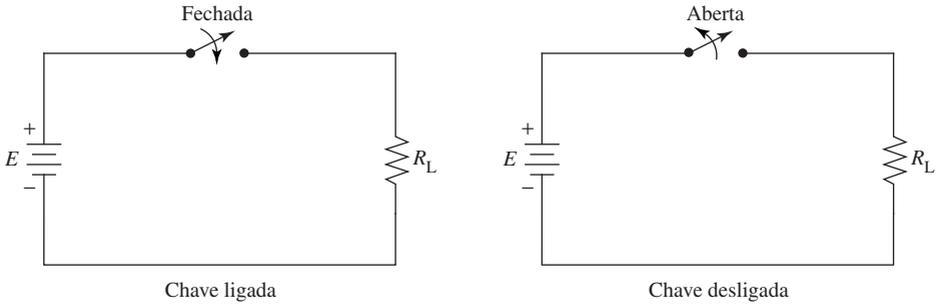
- |                                |  |
|--------------------------------|--|
| a) tensão na carga             | $V_L = 100 \text{ V}$                      |
| potência fornecida à carga     | $P_L = 100^2/10 = 1 \text{ kW}$            |
| potência dissipada no reostato | $P_R = 0 \text{ W}$                        |
| potência fornecida pela fonte  | $P_T = P_L + P_R = 1 \text{ kW}$           |
| eficiência                     | $\eta = \frac{P_L}{P_T} \cdot 100 = 100\%$ |
| b) tensão na carga             | $V_L = 10 \cdot 100/20 = 50 \text{ V}$     |
| potência fornecida à carga     | $P_L = 50^2/10 = 250 \text{ W}$            |
| potência dissipada no reostato | $P_R = 250 \text{ W}$                      |
| potência fornecida pela fonte  | $P_T = P_L + P_R = 500 \text{ W}$          |
| eficiência                     | $\eta = \frac{P_L}{P_T} \cdot 100 = 50\%$  |
| c) tensão na carga             | $V_L = 10 \cdot 100/110 = 9 \text{ V}$     |
| potência fornecida à carga     | $P_L = 9^2/10 = 8,1 \text{ W}$             |
| potência dissipada no reostato | $P_R = 91 \cdot 19/100 = 82,8 \text{ W}$   |
| potência fornecida pela fonte  | $P_T = P_L + P_R = 90,9 \text{ W}$         |
| eficiência                     | $\eta = \frac{P_L}{P_T} \cdot 100 = 8,9\%$ |

Fica claro, com esse exemplo, que a eficiência da transferência de potência da fonte para a carga é muito baixa. Observe que é de somente 50% no caso b.

**1.3.2 Uma chave como dispositivo de controle**

Na Figura 1.3, uma chave é usada para o controle da carga. Quando a chave está ligada, um máximo de potência é transferido para a carga. A perda de potência na chave é nula, uma vez que não há tensão sobre ela. Quando a chave está desligada, não existe potência entregue à carga. Da mesma maneira, nesse caso não há perda de potência na chave, uma vez que não passa nenhuma corrente por ela. A eficiência é de 100%, porque a chave não consome energia em qualquer um dos dois casos.

Figura 1.3: Uma chave controlando uma carga.



O problema existente nesse método é que, ao contrário do reostato, a chave não pode ser colocada em posições intermediárias, de modo que proporcione variação de potência. No entanto, podemos criar o mesmo efeito abrindo e fechando a chave periodicamente. Os transistores e os SCRs usados como chaves podem abrir e fechar de maneira automática centenas de vezes por segundo. Se precisarmos de mais potência, a chave eletrônica deve ficar ligada por períodos maiores e desligada durante a menor parte do tempo. Do contrário, basta deixar a chave desligada por mais tempo.

### Exemplo 1.2

Uma fonte DC está fornecendo energia para uma carga resistiva de  $10 \Omega$  através de uma chave. Determine a potência fornecida à carga ( $P_L$ ), a perda de potência na chave ( $P_S$ ) e a potência total fornecida pela fonte ( $P_T$ ) se a chave estiver:

- a) fechada
- b) aberta
- c) fechada 50% do tempo
- d) fechada 20% do tempo

#### Solução

- a) Com a chave fechada,  
 tensão na carga  
 potência na carga  
 perda de potência na chave  
 potência fornecida pela fonte

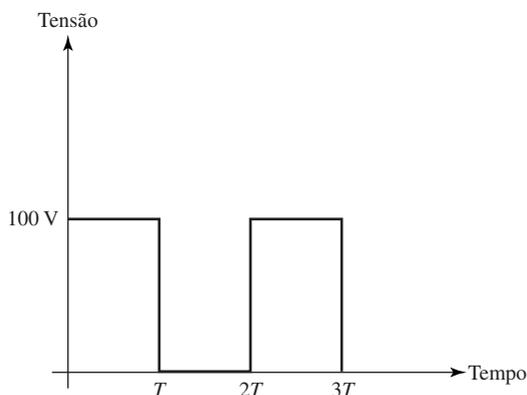
$$\begin{aligned}
 V_L &= 100 \text{ V} \\
 P_L &= 100^2/10 = 1 \text{ kW} \\
 P_S &= 0 \text{ W} \\
 P_T &= 1 \text{ kW}
 \end{aligned}$$

- b) Com a chave aberta,  
 tensão na carga  
 potência na carga  
 perda de potência na chave  
 potência fornecida pela fonte

$$\begin{aligned}
 V_L &= 0 \text{ V} \\
 P_L &= 0 \text{ W} \\
 P_S &= 0 \text{ W} \\
 P_T &= 0 \text{ W}
 \end{aligned}$$

- c) Com a chave fechada 50% do tempo (ver Figura 1.4),  
 tensão na carga  $V_L = 50 \text{ V}$   
 potência na carga  $P_L = 50^2/10 = 250 \text{ W}$   
 perda de potência na chave  $P_S = 0 \text{ W}$   
 potência fornecida pela fonte  $P_T = 250 \text{ W}$
- d) Com a chave fechada 20% do tempo,  
 tensão na carga  $V_L = 20 \text{ V}$   
 potência na carga  $P_L = 20^2/10 = 40 \text{ W}$   
 perda de potência na chave  $P_S = 0 \text{ W}$   
 potência fornecida pela fonte  $P_T = 40 \text{ W}$

Figura 1.4: Ver Exemplo 1.2.



Como mostra esse exemplo, toda a potência fornecida pela fonte é transferida para a carga. A eficiência de transferência de potência é, portanto, de 100%. Aqui, naturalmente, supõe-se que uma chave seja ideal, mas, quando usamos um transistor como chave, o resultado é muito próximo da operação do circuito ideal.

## 1.4 Chaves semicondutoras de potência

As chaves semicondutoras de potência são os elementos mais importantes em circuitos de eletrônica de potência. Os principais tipos de dispositivos semicondutores usados como chaves em circuitos de eletrônica de potência são:

- diodos;
- transistores bipolares de junção (BJTs);
- transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFETs);
- transistores bipolares de porta isolada (IGBTs);
- retificadores controlados de silício (SCRs);
- triacs;
- tiristores de desligamento por porta (GTO);
- tiristores controlados MOS (MCT).

Em eletrônica de potência, esses dispositivos são operados no modo de chaveamento. As chaves podem ser operadas em alta frequência, a fim de converter e controlar a energia elétrica com alta eficiência e alta resolução. A perda de potência na chave, em si, é muito pequena, uma vez que ou a tensão é quase igual a zero quando a chave está ligada ou a corrente é quase nula quando a chave está desligada.

Trataremos essas chaves como ideais (as limitações de uma chave real serão vistas na próxima seção). Uma chave ideal satisfaz às seguintes condições:

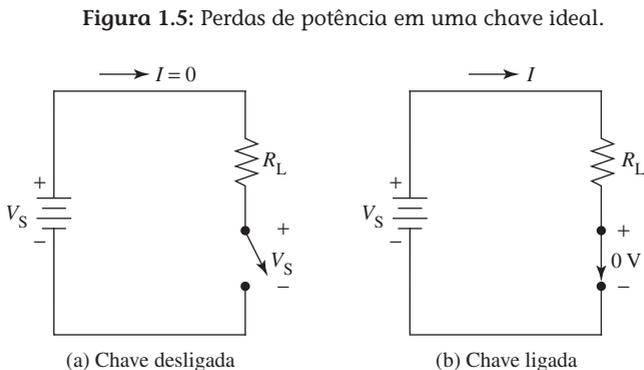
1. Liga e desliga instantaneamente.
2. Quando está ligada, a queda de tensão nela é zero.
3. Quando está desligada, a corrente que passa por ela é zero.
4. Não dissipa potência.

Além disso, as seguintes condições são desejáveis:

5. Quando ligada, que possa suportar correntes altas.
6. Quando desligada, que possa suportar tensões altas.
7. Que utilize pouca potência para o controle da operação.
8. Que seja altamente confiável.
9. Que seja pequena e leve.
10. Que tenha baixo custo.
11. Que não requeira manutenção.

## 1.5 Perdas de potência em chaves não ideais

A Figura 1.5 mostra uma chave ideal. A perda de potência atribuída à chave é o produto da corrente através da chave pela tensão sobre ela. Quando a chave estiver aberta, nela não passará corrente (embora sobre ela exista uma tensão  $V_S$ ) e portanto não haverá dissipação de potência. Quando a chave estiver ligada, passará por ela uma corrente ( $V_S/R_L$ ), mas não haverá queda de tensão; portanto, também nesse caso, não haverá dissipação de potência. Suponhamos também que, para uma chave ideal, o tempo de subida e de descida seja zero. Isto é, a chave passa-



ria *instantaneamente* do estado *desligado* para o *ligado* (e vice-versa). A perda de potência durante o chaveamento seria, portanto, igual a zero.

Ao contrário do que ocorre em uma chave ideal, uma chave real, assim como um transistor bipolar de junção, tem duas grandes fontes de perda de potência: perda na condução e perda por chaveamento.

### 1.5.1 Perda na condução

Quando o transistor da Figura 1.6a estiver desligado, por ele passará uma corrente de fuga ( $I_{\text{LEAK}}$ ). A perda de potência associada a essa corrente de fuga é  $P_{\text{OFF}} = V_S \cdot I_{\text{LEAK}}$ . Entretanto, uma vez que a corrente de fuga é muito pequena e não varia de maneira significativa com a tensão, costuma ser desprezada. Assim, a perda de potência no transistor é essencialmente igual a zero. Quando o transistor estiver ligado, como na Figura 1.6b, ocorre uma pequena queda de tensão sobre ele. Essa tensão é chamada de *tensão de saturação* ( $V_{\text{CE(sat)}}$ ). A dissipação de potência no transistor ou a perda na condução devida à tensão de saturação é:

$$P_{\text{ON}} = V_{\text{CE(sat)}} \cdot I_C \quad \mathbf{1.1}$$

onde

$$I_C = \frac{V_S - V_{\text{CE(sat)}}}{R_L} \approx \frac{V_S}{R_L} \quad \mathbf{1.2}$$

A Equação 1.1 fornece o valor da perda de potência devida à condução se a chave permanecer ligada (fechada) indefinidamente. Entretanto, para haver controle da potência para uma certa aplicação, a chave deve ser ligada e desligada de maneira periódica. Portanto, para determinar a potência média devemos considerar o ciclo de trabalho:

$$P_{\text{ON(avg)}} = V_{\text{CE(sat)}} \cdot I_C \cdot \frac{t_{\text{ON}}}{T} = V_{\text{CE(sat)}} \cdot I_C \cdot d \quad \mathbf{1.3}$$

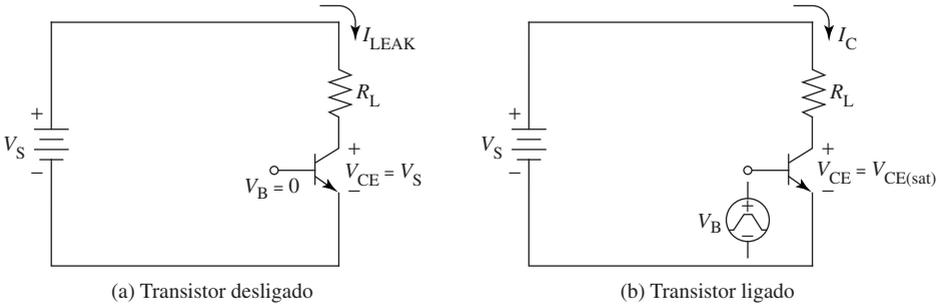
De modo semelhante,

$$P_{\text{OFF(avg)}} = V_S \cdot I_{\text{LEAK}} \cdot \frac{t_{\text{OFF}}}{T} \quad \mathbf{1.4}$$

Aqui, o ciclo de trabalho  $d$  é definido como o percentual do ciclo no qual a chave está ligada:

$$d = \frac{t_{\text{ON}}}{t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}} = \frac{t_{\text{ON}}}{T} \quad \mathbf{1.5}$$

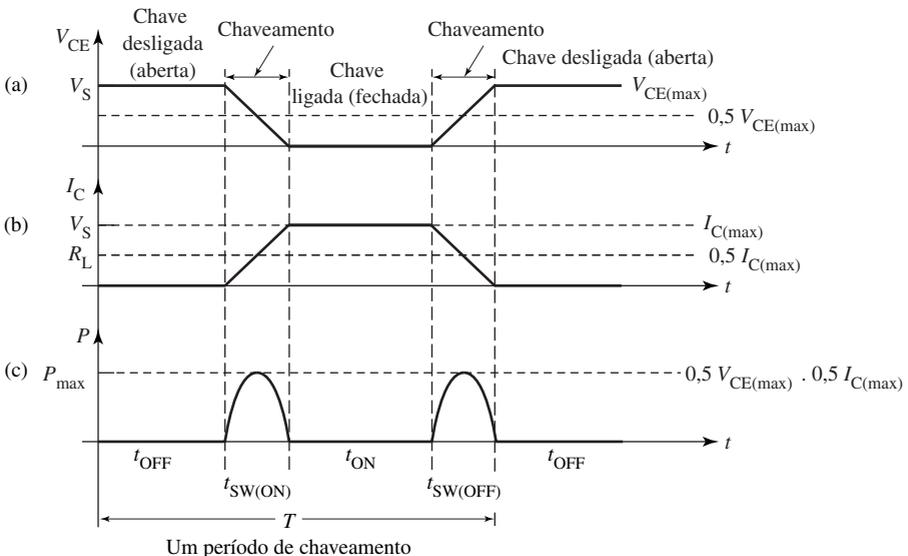
Figura 1.6: Perdas de potência em uma chave transistorizada.



### 1.5.2 Perda por chaveamento

Além da perda na condução, uma chave não ideal também tem perdas em virtude do chaveamento porque não pode passar de um estado para outro, de *ligado* para *desligado* (e vice-versa), de modo instantâneo. Uma chave não ideal leva certo tempo finito  $t_{SW(ON)}$  para ligar e certo tempo finito  $t_{SW(OFF)}$  para desligar. Esses períodos não apenas introduzem dissipação de potência, como também limitam a máxima frequência de chaveamento possível. Os tempos de transição  $t_{SW(ON)}$  e  $t_{SW(OFF)}$  para chaves não ideais não são, normalmente, iguais;  $t_{SW(ON)}$  é em geral maior. Entretanto, vamos supor que  $t_{SW(ON)}$  seja igual a  $t_{SW(OFF)}$ . A Figura 1.7 mostra as formas de onda de chaveamento para a) a tensão na chave e b) a corrente que passa por ela. Quando a chave estiver desligada, a tensão nela será igual à fonte

Figura 1.7: Formas de onda durante o chaveamento: a) tensão na chave; b) corrente passando pela chave; c) potência dissipada na chave.



de tensão. Durante o fechamento, que leva um tempo finito, a tensão na chave cai a zero. Durante o mesmo período, a corrente através da chave aumenta de zero a  $I_C$ . Durante o chaveamento, uma corrente passa pelo transistor e há tensão em seus terminais; portanto, existe perda de potência.

Para encontrar a potência dissipada em um transistor durante o intervalo de chaveamento, multiplicamos o valor instantâneo de  $I_C$  pelo valor correspondente de  $V_{CE}$ . A curva de potência instantânea é mostrada na Figura 1.7c. A energia dissipada na chave é igual à área sob a curva da forma de onda de potência. Observe que a potência máxima é dissipada quando tanto a tensão como a corrente estão passando por seus pontos médios na curva. Portanto, a perda máxima de potência, na passagem do estado *desligado* para o *ligado*, é:

$$P_{SW-ON(max)} = 0,5 V_{CE(max)} \cdot 0,5 I_{C(max)} \quad \mathbf{1.6}$$

É interessante observar que a curva de potência parece com a de uma onda senoidal retificada. O valor médio dessa forma de onda é:

$$\begin{aligned} P_{SW-ON(avg)} &= 0,637 \cdot P_{SW-ON(max)} \\ &= 0,637 \cdot 0,5 V_{CE(max)} \cdot 0,5 I_{C(max)} \\ &= 0,167 V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \end{aligned}$$

ou

$$P_{SW-ON(avg)} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \quad \mathbf{1.7}$$

A perda de energia (potência x tempo) durante o fechamento será  $P_{SW-ON(avg)} \cdot t_{SW(ON)}$ .

$$W_{SW-ON} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot t_{SW(ON)} \text{ (joules)} \quad \mathbf{1.8}$$

Uma análise semelhante fornece a perda de energia durante o desligamento da chave:

$$W_{SW-OFF} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot t_{SW(OFF)} \text{ (joules)} \quad \mathbf{1.9}$$

A perda total de energia em um ciclo devido ao chaveamento é dada por:

$$W_{SW} = W_{SW-ON} + W_{SW-OFF} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot [t_{SW(ON)} + t_{SW(OFF)}]$$

A dissipação média de potência na chave será:

$$P_{SW} = \frac{W_{SW}}{T} = W_{SW} \cdot f$$

$$P_{SW} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot [t_{SW(ON)} + t_{SW(OFF)}] \cdot f$$

onde  $T$  é o período de chaveamento e  $f$  é a taxa de repetição dos pulsos (frequência do chaveamento). Observe que

$$T = t_{ON} + t_{SW(ON)} + t_{OFF} + t_{SW(OFF)}$$

Se definirmos

$$t_{SW(ON)} = t_{SW(OFF)} = t_{SW}$$

então,

$$P_{SW} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot (2 t_{SW}) \cdot f \tag{1.10}$$

A perda total de potência na chave é:

$$P_T = P_{ON(avg)} + P_{OFF(avg)} + P_{SW} \tag{1.11}$$

$$\approx P_{ON(avg)} + P_{SW}$$

$$= d \cdot V_{CE(sat)} \cdot I_C + \frac{1}{3} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot t_{SW} \cdot f \tag{1.12}$$

### Exemplo 1.3

Na Figura 1.5,  $V_S = 50 \text{ V}$ ,  $R_L = 5 \text{ } \Omega$  e a chave é ideal sem perdas no chaveamento. Se a queda de tensão no estado *ligado* for de 1,5 V e a corrente de fuga for de 1,5 mA, calcule a perda de potência na chave quando estiver:

- a) ligada
- b) desligada

#### Solução

a) corrente de condução =  $\frac{50 - 1,5}{5} = 9,7 \text{ A}$

perda de potência durante o estado *ligado*  $P_{ON} = 1,5 \cdot 9,7 = 14,55 \text{ W}$

b) perda de potência durante o estado *desligado*  $P_{OFF} = 50 \cdot 0,0015 = 75 \text{ mW}$

Para condições normais de carga, a dissipação de potência durante o estado *desligado* pode ser desprezada, em comparação com a perda de potência durante o estado *ligado*.

**Exemplo 1.4**

Calcule as perdas máxima e média de potência para a chave do Exemplo 1.3 se a frequência de chaveamento for de 500 Hz com um ciclo de trabalho de 50%.

**Solução**

período de chaveamento  $T = 1/500 = 2 \text{ ms}$

ciclo de trabalho  $d = 50\%$

tempo *ligado*  $t_{\text{ON}} = 1 \text{ ms}$

tempo *desligado*  $t_{\text{OFF}} = 1 \text{ ms}$

perda média de potência durante o estado *ligado*  $= P_{\text{ON}} \cdot \frac{t_{\text{ON}}}{T} = 14,55 \cdot 0,5 = 7,27 \text{ W}$

perda média de potência durante o estado *desligado*  $= P_{\text{OFF}} \cdot \frac{t_{\text{OFF}}}{T} = 0,075 \cdot 0,5$   
 $= 0,037 \text{ W}$

perda média de potência por ciclo  $= P_{\text{ON(avg)}} + P_{\text{OFF(avg)}} = 7,27 + 0,037 = 7,3 \text{ W}$

Dissipação máxima de potência (do Exemplo 1.3)  $= 14,55 \text{ W}$ .

**Exemplo 1.5**

Na Figura 1.6,  $V_s = 120 \text{ V}$ ,  $R_L = 6 \Omega$  e o transistor é ideal sem perdas na condução. Se  $t_{\text{SW(ON)}} = t_{\text{SW(OFF)}} = 1,5 \mu\text{s}$ , calcule a perda de potência média de chaveamento a uma frequência de chaveamento de 1 kHz.

**Solução**

$$I_{\text{C(max)}} = 120/6 = 20 \text{ A}$$

$$P_{\text{SW-ON(avg)}} = \frac{1}{6} V_{\text{CE(max)}} \cdot I_{\text{C(max)}} = (120 \cdot 20)/6 = 400 \text{ W}$$

A perda de energia é:

$$W_{\text{SW-ON}} = P_{\text{SW-ON(avg)}} \cdot t_{\text{SW(ON)}} = 400 \cdot 1,5 (10^{-6}) = 0,6 (10^{-3}) \text{ J}$$

A perda de energia durante o desligamento é:

$$W_{\text{SW-OFF}} = 0,6 (10^{-3}) \text{ J}$$

A perda total de energia em um ciclo, devido ao chaveamento, é dada por:

$$W_{\text{SW}} = W_{\text{SW-ON}} + W_{\text{SW-OFF}} = 2 \cdot 0,6 (10^{-3}) = 1,2 (10^{-3}) \text{ J}$$

A dissipação média de potência durante o chaveamento será:

$$P_{SW} = W_{SW} \cdot f = 1,2 (10^{-3}) \cdot 1000 = 1,2 \text{ W}$$

### Exemplo 1.6

Uma chave transistorizada com as seguintes características controla a potência para uma carga de 25 kW, como mostra a Figura 1.6:

$$I_{RATED} = 50 \text{ A}$$

$$V_{RATED} = 500 \text{ V}$$

$$I_{LEAKAGE} = 1 \text{ mA}$$

$$V_{CE(sat)} = 1,5 \text{ V}$$

$$\text{tempo de ligação } t_{SW(ON)} = 1,5 \mu\text{s}$$

$$\text{tempo de desligamento } t_{SW(OFF)} = 3,0 \mu\text{s}$$

A fonte de tensão  $V_s = 500 \text{ V}$  e  $R_L = 10 \Omega$ . Se a frequência de chaveamento for de 100 Hz com um ciclo de trabalho de 50%, determine:

- a perda de potência no estado *ligado*
- a perda de potência no estado *desligado*
- a perda máxima de potência durante a ligação da chave
- a perda de energia durante a ligação da chave
- a perda de energia durante o desligamento da chave
- a perda de energia durante o estado *ligado*
- a perda de energia durante o estado *desligado*
- a perda total de energia
- a perda média de potência

### Solução

$$I_{C(max)} = 500/10 = 50 \text{ A}$$

$$T = 1/100 = 10 \text{ ms}$$

Considerando  $d = 50\%$ ,

$$t_{ON} = t_{OFF} = 5 \text{ ms}$$

$$\text{a) perda de potência no estado } \textit{ligado} = 1,5 \cdot 50 = 75 \text{ W}$$

$$\text{b) perda de potência no estado } \textit{desligado} = 500 \cdot 1 (10^{-3}) = 0,5 \text{ W}$$

$$\text{c) perda máxima de potência durante a ligação da chave} = \left(\frac{500}{2}\right) \left(\frac{50}{2}\right) = 6250 \text{ W}$$

$$\text{d) perda de energia durante a ligação da chave} = \frac{1}{6} 500 \cdot 50 \cdot 1,5 (10^{-6}) = 6,25 \text{ mJ}$$

$$\begin{aligned} \text{e) perda de energia durante o desligamento da chave} &= \frac{1}{6} 500 \cdot 50 \cdot 3,0 (10^{-6}) \\ &= 12,5 \text{ mJ} \end{aligned}$$

- f) perda de energia durante o estado *ligado* =  $75 \cdot 5 (10^{-3}) = 375 \text{ mJ}$   
 g) perda de energia durante o estado *desligado* =  $0,5 \cdot 5 (10^{-3}) = 2,5 \text{ mJ}$   
 h) perda total de energia por ciclo =  $(6,25 + 12,5 + 375 + 2,5) = 396,25 \text{ mJ}$   
 i) perda média de potência =  $\frac{396,25 (10^{-3})}{10 (10^{-3})} = 39,6 \text{ W}$

### Exemplo 1.7

Resolva os itens de d) a i) do Exemplo 1.6, para o caso em que a frequência de chaveamento é aumentada para 100 kHz com ciclo de trabalho de 50%.

#### Solução

$$T = 1/(100 \cdot 10^3) = 10 \text{ } \mu\text{s}$$

Uma vez que o período é muito pequeno, não desprezaremos  $t_{\text{SW(ON)}}$  e  $t_{\text{SW(OFF)}}$ :

$$T - t_{\text{SW(ON)}} - t_{\text{SW(OFF)}} = (10 - 1,5 - 3) = 5,5 \text{ } \mu\text{s}$$

Portanto, com  $d = 50\%$ ,

$$t_{\text{ON}} = t_{\text{OFF}} = 2,75 \text{ } \mu\text{s}$$

- d) perda de energia durante a ligação da chave = 6,25 mJ (do Exemplo 1.6d)  
 e) perda de energia durante o desligamento da chave = 12,5 mJ (do Exemplo 1.6e)  
 f) perda de energia durante o estado *ligado* =  $75 \cdot 2,75 (10^{-6}) = 0,206 \text{ mJ}$   
 g) perda de energia durante o estado *desligado* =  $0,5 \cdot 2,75 (10^{-6}) = 1,375 \text{ mJ}$   
 h) perda total de energia por ciclo =  $(0,206 + 1,375 + 6,25 + 12,5) = 20,33 \text{ mJ}$   
 i) perda média de potência =  $\frac{20,33 (10^{-3})}{10 (10^{-6})} = 2033 \text{ W}$

Esses exemplos mostram com clareza que, em frequências baixas de chaveamento, as perdas de potência no estado *ligado* predominam no cômputo das perdas totais. À medida que aumentamos a frequência de chaveamento, as perdas de potência por chaveamento passam a predominar. Nas frequências mais altas, a dissipação média de potência se torna também mais alta (2033 W). É claro que o transistor de 50 A não pode dissipar o calor gerado e sofrerá superaquecimento. Portanto, a frequência máxima na qual a chave pode operar depende não somente da dissipação de potência na chave, mas também da velocidade de chaveamento. O valor de corrente permitido para a chave deve também ser aumentado em frequências mais altas.

## 1.6 Tipos de circuitos de eletrônica de potência

Os circuitos de eletrônica de potência (ou conversores, como são usualmente chamados) podem ser divididos nas seguintes categorias:

1. Retificadores não-controlados (AC para DC) – O retificador não-controlado converte uma tensão monofásica ou trifásica em uma tensão DC. Para essa conversão de potência são usados diodos como elementos de retificação.
2. Retificadores controlados (AC para DC) – O retificador controlado converte uma tensão monofásica ou trifásica em uma tensão DC variável. Para essa conversão de potência e controle são usados SCRs como elementos de retificação.
3. Choppers DC (DC para DC) – O chopper DC converte uma tensão DC fixa em tensões DC variáveis.
4. Controladores de tensão AC (AC para AC) – O controlador de tensão AC converte uma tensão AC fixa em uma tensão AC variável na mesma frequência. Há dois métodos básicos utilizados em controladores de tensão AC: controle *liga-desliga* e controle de fase.
5. Inversores (DC para AC) – O inversor converte uma tensão DC fixa em uma tensão monofásica ou trifásica AC, fixa ou variável, e com frequências também fixas ou variáveis.
6. Conversores cíclicos (AC para AC) – O conversor cíclico converte uma tensão e frequência AC fixa em uma tensão e frequência AC variável. Essa conversão pode ser obtida de forma indireta, primeiramente por meio de uma retificação AC para DC e depois retornando para AC na frequência desejada.
7. Chaves estáticas (AC ou DC) – O dispositivo de potência (SCR e triac) pode ser operado como uma chave AC ou DC, substituindo, dessa maneira, as chaves mecânicas e eletromagnéticas tradicionais.

## 1.7 Aplicações da eletrônica de potência

A eletrônica de potência encontra aplicações em qualquer campo que requeira conversão e controle de potência elétrica. Os sistemas de eletrônica de potência são, portanto, encontrados em uma grande quantidade de equipamentos industriais ou eletrodomésticos – de motores pequenos com menos de 1 HP, usados em eletrodomésticos, a acionadores industriais com centenas de HP; de fontes de alimentação reguladas DC de baixa potência a sistemas de transmissão DC de alta tensão com mais de 1000 MW de potência; de reguladores de iluminação de baixa potência a compensadores estáticos VAR com capacidade de centenas de MW em sistemas de potência. A Tabela 1.1 dá uma boa idéia da amplitude e da importância da eletrônica de potência.

**Tabela 1.1:** Algumas aplicações de eletrônica de potência.

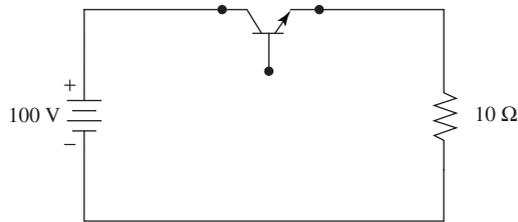
<b>Conversor de potência</b>	<b>Aplicações</b>
Retificador não-controlado	Fonte DC para circuitos eletrônicos
Retificador controlado	Controle de velocidade de motor DC a partir de uma fonte AC Controle de velocidade para ferramentas elétricas portáteis Transmissão DC em alta tensão
Chopper DC	Controle de velocidade de motor DC a partir de fonte DC Fonte de alimentação chaveada
Controlador de tensão AC	Chave para regulagem de iluminação Controle de aquecedores Controle de velocidade para aparelhos eletrodomésticos Controle para potência reativa Partida leve para motores de indução
Inversor	Fonte de alimentação de funcionamento contínuo (UPS) Controle de velocidade de motores AC trifásicos Aquecimento por indução
Conversor cíclico	Controle de velocidade de motores AC Fonte de frequência constante para aeronaves
Chave estática	Substituição de chaves mecânicas e eletromagnéticas

## 1.8 Problemas

- 1.1** O que é eletrônica de potência?
- 1.2** Qual é o método mais eficiente para o controle da potência elétrica?
- 1.3** Qual a desvantagem do uso de um reostato para controle da potência elétrica entregue a uma carga?
- 1.4** Explique por que uma chave é superior a um reostato para o controle da potência elétrica entregue a uma carga.
- 1.5** Um reostato de  $20 \Omega$  está ligado a uma carga resistiva de  $30 \Omega$ . Se a fonte de tensão for de 120 V, determine a potência dissipada pelo reostato.
- 1.6** Uma chave controla um aquecedor de  $20 \Omega$  conectado a uma fonte AC de 208 V. Se a chave estiver ligada, determine a potência consumida pelo aquecedor e pela chave.
- 1.7** Repita o Problema 1.6 se a chave estiver ligada.

- 1.8** Uma chave ideal controla uma carga de  $20 \Omega$  conectada a uma fonte AC de 120 V. Se a chave estiver ligada por 20% do tempo, determine a potência consumida pela carga.
- 1.9** A Figura 1.8 mostra uma chave ideal sem perdas por chaveamento. Se a queda de tensão no estado *ligado* for de 2,0 V e a corrente de fuga for de 1 mA, calcule a perda de potência na chave quando ela estiver:
- ligada
  - desligada

Figura 1.8: Ver Problema 1.9.



- 1.10** Enumere as características de uma chave ideal.
- 1.11** Enumere algumas aplicações comuns da eletrônica de potência nas seguintes áreas:
- residencial
  - industrial
  - comercial
  - sistemas de energia elétrica
  - telecomunicações
  - aeroespacial
  - transporte
- 1.12** Se a fonte de tensão na Figura 1.8 for de 150 V e a resistência de carga for de  $1 \Omega$ , calcule a perda na condução, a perda por chaveamento e as perdas totais para os ciclos de trabalho e para as frequências dadas na Tabela 1.2. Considere  $V_{CE(sat)} = 1,1 \text{ V}$ ,  $t_{SW(ON)} = 1,0 \mu\text{s}$  e  $t_{SW(OFF)} = 1,5 \mu\text{s}$ .
- 1.13** Se a fonte de tensão na Figura 1.6 for de 120 V e a resistência de carga for de  $10 \Omega$ , calcule a perda de potência por chaveamento quando  $t_{sw} = 1 \mu\text{s}$  e quando o transistor passar de ligado para desligado e vice-versa com uma frequência de 5 kHz.
- 1.14** Um reostato controla a potência fornecida por uma fonte DC de 100 V para uma carga resistiva de  $10 \Omega$ . A resistência do reostato é variada em etapas de zero a  $100 \Omega$ . Escreva um programa de computador que calcule a potência fornecida pela fonte, a potência dissipada no reostato, a potência consumida pela carga e a eficiência. Tabule os resultados e coloque em uma tabela.

Tabela 1.2

Frequência	Ciclo de trabalho	Perdas na condução	Perdas por chaveamento	Perda total
1 kHz	20%			
1 kHz	50%			
1 kHz	75%			
2 kHz	20%			
2 kHz	50%			
2 kHz	75%			

## 1.9 Equações

$$P_{ON} = V_{CE(sat)} \cdot I_C \quad 1.1$$

$$I_C = \frac{V_S - V_{CE(sat)}}{R_L} \approx \frac{V_S}{R_L} \quad 1.2$$

$$P_{ON(avg)} = V_{CE(sat)} \cdot I_C \cdot \frac{t_{ON}}{T} = V_{CE(sat)} \cdot I_C \cdot d \quad 1.3$$

$$P_{OFF(avg)} = V_S \cdot I_{LEAK} \cdot \frac{t_{OFF}}{T} \quad 1.4$$

$$d = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T} \quad 1.5$$

$$P_{SW-ON(max)} = 0,5 V_{CE(max)} \cdot 0,5 I_{C(max)} \quad 1.6$$

$$P_{SW-ON(avg)} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \quad 1.7$$

$$W_{SW-ON} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot t_{SW(ON)} \quad 1.8$$

$$W_{SW-OFF} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot t_{SW(OFF)} \quad 1.9$$

$$P_{SW} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot (2 t_{SW}) \cdot f \quad 1.10$$

$$P_T = P_{ON(avg)} + P_{OFF(avg)} + P_{SW} \quad 1.11$$

$$P_T = d \cdot V_{CE(sat)} \cdot I_C + \frac{1}{3} V_{CE(max)} \cdot I_{C(max)} \cdot t_{SW} \cdot f \quad 1.12$$

# Diodos de potência

# 2

## Visão geral do capítulo

- 2.1** Introdução
- 2.2** Diodo de junção PN
- 2.3** Características de tensão-corrente de um diodo
- 2.4** O diodo ideal
- 2.5** O diodo Schottky
- 2.6** Análise de circuitos com diodo
  - 2.6.1** Diodos em circuitos DC
  - 2.6.2** Diodos em circuitos AC
- 2.7** Perdas no diodo
- 2.8** Principais valores nominais para diodos
  - 2.8.1** Tensão de pico inversa (PIV)
  - 2.8.2** Corrente direta média máxima ( $I_{f(avg)max}$ )
  - 2.8.3** Tempo de recuperação reverso ( $t_{rr}$ )
  - 2.8.4** Temperatura máxima da junção ( $T_{j(max)}$ )
  - 2.8.5** Corrente máxima de surto ( $I_{FSM}$ )
- 2.9** Proteção do diodo
  - 2.9.1** Sobretensão
  - 2.9.2** Sobrecorrente
  - 2.9.3** Transitórios
- 2.10** Teste de um diodo
- 2.11** Operação de diodos em série e em paralelo
  - 2.11.1** Conexão de diodos em série
  - 2.11.2** Conexão de diodos em paralelo
- 2.12** Problemas
- 2.13** Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- descrever as características e a operação de um diodo;
- analisar circuitos com diodos;
- determinar a perda de potência em diodos;
- listar os valores máximos de um diodo;
- descrever como testar um diodo;
- descrever como proteger um diodo;
- explicar como os diodos podem ser conectados em série e em paralelo para aumentar seus valores nominais máximos.

## 2.1 Introdução

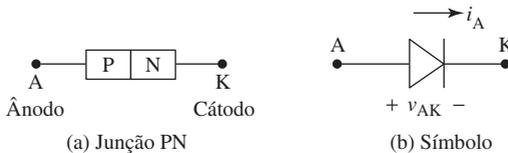
Os diodos de potência desempenham um papel importante nos circuitos de eletrônica de potência. São utilizados principalmente em retificadores não-controlados, efetuando a conversão de tensões AC para DC fixas, e como diodos de *retorno*, a fim de fornecer uma passagem para o fluxo de corrente em cargas indutivas. São similares em função aos de junção PN; entretanto, têm uma capacidade muito maior de potência, tensão e corrente-missão DC em alta tensão.

## 2.2 Diodo de junção PN

Os materiais utilizados na fabricação de diodos podem ser de silício ou germânio. Os diodos de potência são normalmente produzidos com o silício, pois podem operar com correntes maiores e temperaturas de junção mais altas, além de ter uma resistência reversa maior.

A estrutura de um diodo semiconductor e seu símbolo são mostrados na Figura 2.1. O diodo tem dois terminais: um terminal ânodo A (na junção P) e um terminal cátodo K (na junção N). Quando a tensão no ânodo é mais positiva do que a no cátodo, diz-se que o diodo está diretamente polarizado e permite a condução de corrente com uma queda de tensão relativamente pequena em seus terminais. Quando a tensão no cátodo é mais positiva do que a no ânodo, diz-se que o diodo está inversamente polarizado e, assim, bloqueia o fluxo de corrente. A flecha no símbolo de diodo mostra a direção da corrente convencional quando há condução.

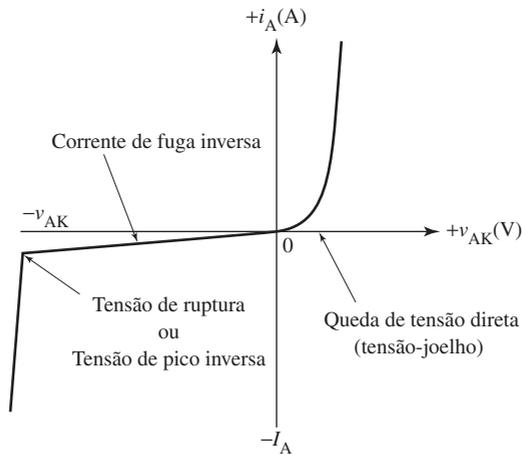
Figura 2.1: A estrutura e o símbolo de um diodo.



## 2.3 Características de tensão-corrente de um diodo

A Figura 2.2 mostra as características V-I de um diodo. Quando diretamente polarizado, ele começa a conduzir no momento em que a tensão no ânodo (em relação ao cátodo) aumenta. Quando a tensão se aproxima da chamada tensão-joeelho, que é de cerca de 1 V para diodos de silício, um ligeiro acréscimo fará com que a corrente aumente rapidamente. Esse aumento será limitado apenas pela resistência que for ligada em série com o diodo.

Figura 2.2: Características V-I de um diodo.

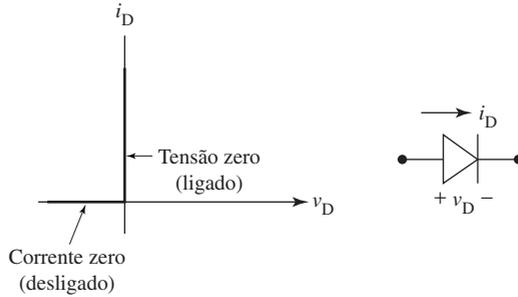


Quando o diodo está inversamente polarizado, uma corrente pequena, denominada *corrente de fuga inversa*, flui à medida que aumenta a tensão entre o ânodo e o cátodo. Isso simplesmente indica que o diodo tem uma resistência alta na direção inversa. Essa característica é mantida com o aumento da tensão inversa, até que a tensão de ruptura seja alcançada. Na ruptura, o diodo deixa passar uma corrente grande, com acréscimos pequenos de tensão. Deve-se também utilizar, aqui, um resistor limitador de corrente, em série com o diodo, para evitar que ele seja completamente danificado.

## 2.4 O diodo ideal

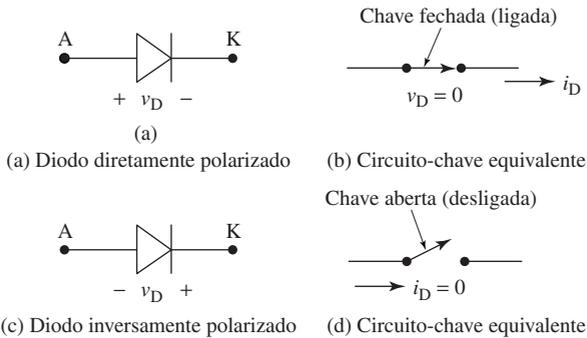
Na eletrônica de potência, trabalhamos com tensões e correntes altas. Portanto, as características detalhadas de um diodo (ver, por exemplo, Figura 2.2) não são tão importantes assim. Dessa maneira, podemos tratá-lo como um elemento ideal. A Figura 2.3 mostra as características ideais de um diodo. Observe que, quando diretamente polarizado, não há tensão sobre ele. A corrente depende, então, da fonte de tensão e dos outros elementos do circuito. Quando o diodo está inversamente polarizado, não há corrente passando por ele. A tensão no diodo depende, então, da fonte de tensão e dos outros elementos do circuito.

Figura 2.3: Característica de um diodo ideal.



Essa característica torna o diodo ideal similar a uma chave que conduz corrente apenas em uma direção. Essa chave poderia ligar e desligar por si mesma, dependendo da polaridade da tensão em seus terminais. A Figura 2.4a mostra um diodo diretamente polarizado e a 2.4b, essa equivalência de circuito. Quando o ânodo do diodo é mais positivo do que o cátodo, podemos considerá-lo como se fosse uma chave fechada. A Figura 2.4c mostra um diodo inversamente polarizado e a 2.4d, sua chave equivalente. Quando o ânodo do diodo é mais negativo do que o cátodo, podemos considerá-lo como se fosse uma chave aberta.

Figura 2.4: Circuitos com chave equivalentes a um diodo ideal.



## 2.5 O diodo Schottky

O diodo Schottky é um dispositivo que trabalha com baixas tensões e em alta velocidade, segundo um princípio de funcionamento diferente do usual para diodos de junção PN. É fabricado sem a junção PN de costume. Nesse caso, uma barreira fina de metal (de cromo, platina ou tungstênio) é interfaceada com o semicondutor do tipo N. Essa forma de confecção propicia, nos terminais, uma tensão de estado *ligado* muito baixa (cerca de 0,6 V) quando há condução. Mais ainda, esse diodo pode desligar muito mais rapidamente do que o de junção PN, propiciando, portanto, freqüências de chaveamento muito maiores. A corrente de fuga inversa, porém, é bem mais alta e a tensão de ruptura inversa é mais baixa, quando com-

paradas às de um diodo de junção PN. Os diodos Schottky são, portanto, empregados como retificadores em aplicações de baixa tensão, em que a eficiência de conversão é o ponto importante. Eles também são amplamente utilizados em fontes de alimentação chaveadas que operam em frequências iguais ou maiores do que 20 kHz.

### Exemplo 2.1

Um diodo Schottky com tensão de 40 V e corrente de 25 A nominais tem uma tensão no estado *ligado* de 0,5 V e uma corrente de fuga inversa de 50 nA. Determine a perda de potência nos estados *ligado* e *desligado* nas condições nominais.

#### Solução

$$\text{perda de potência no estado } \textit{ligado} = 25 \cdot 0,5 = 12,5 \text{ W}$$

$$\text{perda de potência no estado } \textit{desligado} = 40 \cdot 50 (10^{-9}) = 2 \mu\text{W}$$

### Exemplo 2.2

Repita o Exemplo 2.1 para um diodo de junção PN de tensão de 40 V e corrente de 25 A nominais e com uma tensão no estado *ligado* de 1,1 V e uma corrente de fuga inversa de 0,5 nA.

#### Solução

$$\text{perda de potência no estado } \textit{ligado} = 25 \cdot 1,1 = 27,5 \text{ W}$$

$$\text{perda de potência no estado } \textit{desligado} = 40 \cdot 0,5 (10^{-9}) = 0,02 \mu\text{W}$$

A perda de potência no diodo Schottky, quando no estado *ligado*, é menor do que a metade da perda em um diodo de junção, o que é significativo quando se leva em consideração a eficiência. Há naturalmente uma dissipação maior de energia no estado *desligado*, por causa da maior corrente de fuga; entretanto, a perda total de potência ainda é menor do que se usássemos o diodo de junção PN.

## 2.6 Análise de circuitos com diodo

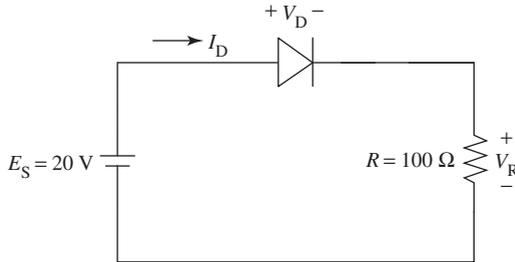
### 2.6.1 Diodos em circuitos DC

A análise de circuitos com diodos requer, em primeiro lugar, a verificação do estado do diodo (*ligado* ou *desligado*). Ele pode ser substituído por um circuito-chave equivalente, como mostra a Figura 2.4. Entretanto, em alguns circuitos pode não ser tão fácil descobrir que tipo de chave equivalente deve ser utilizada (em circuitos com mais de uma fonte ou mais de um diodo em série, por exemplo). Nesses circuitos, o ideal seria substituir, mentalmente, o(s) diodo(s) por um elemento resistivo e então observar a direção da corrente resultante, em decorrência da tensão aplicada. Se a corrente resultante estiver na mesma direção da flecha no símbolo, então o diodo se achará ligado.

### Exemplo 2.3

Determine, no circuito mostrado na Figura 2.5, a corrente do diodo ( $I_D$ ), a tensão do diodo ( $V_D$ ) e a tensão no resistor ( $V_R$ ).

Figura 2.5: Ver Exemplo 2.3.



#### Solução

Uma vez que a corrente estabelecida pela fonte flui na direção da seta, o diodo está ligado e pode ser substituído por uma chave fechada.

$$\begin{aligned} \text{tensão do diodo} & V_D = 0 \text{ V} \\ \text{tensão no resistor} & V_R = E_S - V_D = 20 - 0 = 20 \text{ V} \\ \text{corrente do diodo} & I_D = V_R/R = 20/100 = 0,2 \text{ A} \end{aligned}$$

### Exemplo 2.4

Inverta o diodo na Figura 2.5 e repita o Exemplo 2.3.

#### Solução

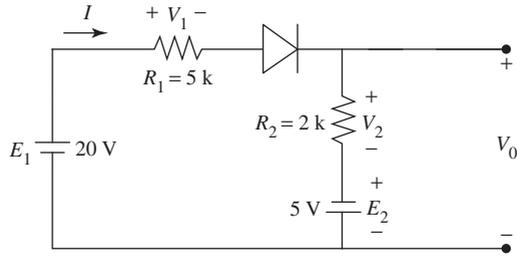
A direção da corrente é agora oposta à seta. O diodo está desligado e pode ser substituído por uma chave aberta.

$$\begin{aligned} \text{corrente do diodo} & I_D = 0 \text{ A} \\ \text{tensão no resistor} & V_R = I_D \cdot R = 0 \text{ V} \\ \text{tensão do diodo} & V_D = E_S - V_R = 20 - 0 = 20 \text{ V} \end{aligned}$$

### Exemplo 2.5

Determine, no circuito mostrado na Figura 2.6, a corrente ( $I$ ) e as tensões  $V_0$ ,  $V_1$  e  $V_2$ .

Figura 2.6: Ver Exemplo 2.5.



### Solução

As duas fontes ajudam uma à outra no circuito fechado; o diodo está ligado e pode, assim, ser substituído por uma chave fechada.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões (KVL), temos:

$$E_1 - V_1 - V_2 + E_2 = 0$$

$$E_1 - I(R_1) - I(R_2) + E_2 = 0$$

Determinando  $I$  nesse sistema de equações, temos:

$$I = \frac{E_1 + E_2}{R_1 + R_2} = \frac{25}{7k} = 3,5 \text{ mA}$$

$$V_1 = I \cdot R_1 = 17,5 \text{ V}$$

$$V_2 = I \cdot R_2 = 7,0 \text{ V}$$

$$V_0 = V_2 - E_2 = 7 - 5 = 2 \text{ V}$$

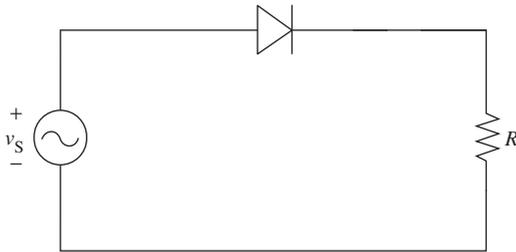
### 2.6.2 Diodos em circuitos AC

Os circuitos AC têm uma tensão que varia com o tempo. Portanto, pode haver instantes em que a tensão AC polariza o diodo diretamente e outros em que o polariza inversamente. A análise do circuito pode ser feita separadamente para os semiciclos positivo e negativo. Deve-se observar, no entanto, quando a polaridade da tensão no diodo é direta ou inversa. O diodo pode então ser substituído por um circuito-chave equivalente.

### Exemplo 2.6

Determine o circuito-chave equivalente de um diodo com uma fonte de tensão AC, como mostrado na Figura 2.7.

Figura 2.7: Diodo em um circuito AC.



### Solução

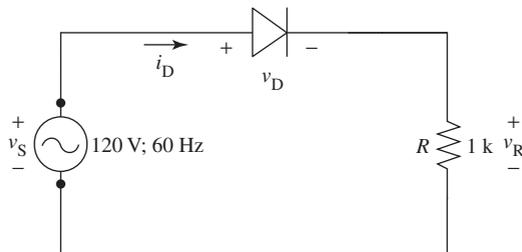
Durante o semiciclo positivo, o ânodo é mais positivo do que o cátodo e, portanto, o diodo está diretamente polarizado. Podemos substituí-lo por uma chave fechada.

Durante o semiciclo negativo, o ânodo é mais negativo do que o cátodo e, portanto, o diodo está inversamente polarizado. Podemos substituí-lo por uma chave aberta.

### Exemplo 2.7

Para o circuito mostrado na Figura 2.8, desenhe as formas de onda da tensão no resistor ( $V_R$ ) e da tensão no da diodo ( $V_D$ ).

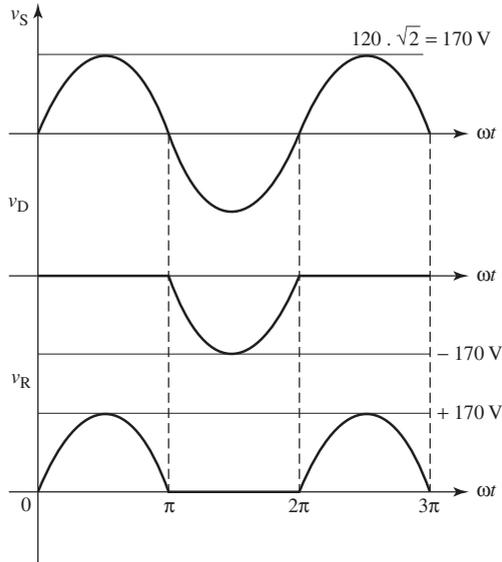
Figura 2.8: Ver Exemplo 2.7.



### Solução

Durante o semiciclo positivo, o diodo está diretamente polarizado e pode, portanto, ser substituído por uma chave fechada. A tensão em seus terminais é zero e a no resistor é a mesma da fonte. Durante o semiciclo negativo, o diodo está inversamente polarizado e pode, portanto, ser substituído por uma chave aberta. A tensão no resistor é zero e a no diodo é a mesma da fonte.

As formas de onda de  $V_R$  e  $V_D$  são mostradas na Figura 2.9.

Figura 2.9: Formas de onda de  $V_R$  e  $V_D$ .

## 2.7 Perdas no diodo

A perda total em um diodo é a soma das perdas no estado *ligado*, no estado *desligado* e no chaveamento:

$$P_T = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} \quad 2.1$$

onde

$$P_{ON} = V_F \cdot I_F \cdot \frac{t_{ON}}{T} \quad 2.2$$

$$P_{OFF} = V_R \cdot I_R \cdot \frac{t_{OFF}}{T} \quad 2.3$$

$$P_{SW} = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} \quad 2.4$$

$$P_{SW(ON)} = \frac{1}{6} V_{F(max)} \cdot I_{F(max)} \cdot t_F \cdot f \quad 2.5$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{1}{6} V_{R(max)} \cdot I_{R(max)} \cdot t_R \cdot f \quad 2.6$$

Nessas equações,

$V_F$  = tensão direta

$I_F$  = corrente direta

$V_R$  = tensão inversa

$I_R$  = corrente de fuga inversa

$t_{ON}$  = tempo de condução do diodo

$t_{\text{OFF}}$  = tempo em que o diodo está inversamente polarizado

$t_{\text{F}}$  = tempo de chaveamento na direção direta

$t_{\text{R}}$  = tempo de chaveamento na direção inversa

### Exemplo 2.8

No circuito mostrado na Figura 2.8,  $V_{\text{S}} = 400 \text{ V}$ ,  $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $d = 50\%$  e  $I_{\text{D}} = 30 \text{ A}$ . Se o diodo tem as seguintes características, determine a perda total de potência.

$$V_{\text{F}} = 1,1 \text{ V}$$

$$I_{\text{R}} = 0,3 \text{ mA}$$

$$t_{\text{F}} = 1 \text{ } \mu\text{s}$$

$$t_{\text{R}} = 0,1 \text{ } \mu\text{s}$$

### Solução

$$T = 1/f = 0,1 \text{ ms}$$

$$T = t_{\text{ON}} + t_{\text{F}} + t_{\text{OFF}} + t_{\text{R}}$$

$$t_{\text{ON}} = t_{\text{OFF}} = \left( \frac{T - t_{\text{F}} - t_{\text{R}}}{2} \right) = \left( \frac{100 - 1 - 0,1}{2} \right) = 49,45 \text{ } \mu\text{s}$$

$$P_{\text{ON}} = 1,1 \cdot 30 \cdot \frac{49,45 (10^{-6})}{0,1 (10^{-3})} = 16,32 \text{ W}$$

$$P_{\text{OFF}} = 400 \cdot 0,3 (10^{-3}) \cdot \frac{49,45 (10^{-6})}{0,1 (10^{-3})} = 0,06 \text{ W}$$

$$P_{\text{SW}} = 2 \left[ \frac{1}{6} \cdot 400 \cdot 30 \cdot \frac{1,1 (10^{-6})}{0,1 (10^{-3})} \right] = 44 \text{ W}$$

$$P_{\text{T}} = 16,32 + 0,06 + 44 = 60,38 \text{ W}$$

### Exemplo 2.9

Repita o Exemplo 2.8 com  $f = 100 \text{ kHz}$ .

### Solução

$$T = 1/f = 10 \text{ } \mu\text{s}$$

$$t_{\text{ON}} = t_{\text{OFF}} = \frac{10 - 1,1}{2} = 4,95 \text{ } \mu\text{s}$$

$$P_{\text{ON}} = 1,1 \cdot 30 \cdot \frac{4,95 (10^{-6})}{10 (10^{-6})} = 16,32 \text{ W}$$

$$P_{\text{OFF}} = 400 \cdot 0,3 (10^{-3}) \cdot \frac{4,95 (10^{-6})}{10 (10^{-6})} = 0,06 \text{ W}$$

$$P_{\text{SW}} = 2 \left[ \frac{1}{6} \cdot 400 \cdot 30 \cdot \frac{1,1 (10^{-6})}{10 (10^{-6})} \right] = 440 \text{ W}$$

$$P_{\text{T}} = 16,32 + 0,06 + 440 = 456,40 \text{ W}$$

A perda total de potência é quase igual a oito vezes a do Exemplo 2.8.

## 2.8 Principais valores nominais para diodos

### 2.8.1 Tensão de pico inversa (PIV)

O valor nominal da *tensão de pico inversa* (*peak inverse voltage* – PIV) é a tensão inversa máxima que pode ser ligada nos terminais do diodo sem ruptura. Se for excedido a PIV nominal, o diodo começa a conduzir na direção inversa e pode ser danificado no mesmo instante. Os valores nominais da PIV vão de dezenas a milhares de volts, dependendo do tipo de diodo. Os valores nominais da PIV são também denominados *tensão de pico reversa* (*peak reverse voltage* – PRV) ou *tensão de ruptura* (*breakdown voltage* – V(BK)).

### 2.8.2 Corrente direta média máxima ( $I_{\text{f(avg)max}}$ )

A corrente direta média máxima é a corrente máxima que um diodo pode agüentar com segurança quando estiver diretamente polarizado. Os diodos de potência estão disponíveis na praça com valores nominais que vão de alguns poucos a centenas de ampères. Se a utilização de um diodo deve atender a critérios econômicos, é preciso operá-lo perto de seu valor de corrente direta máxima.

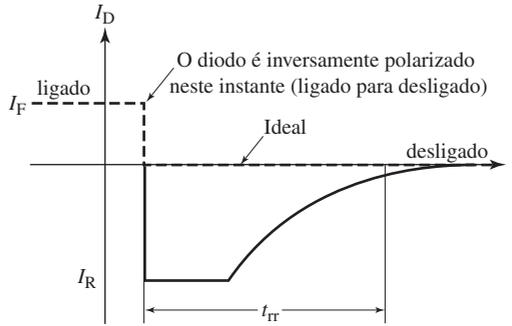
### 2.8.3 Tempo de recuperação reverso ( $t_{\text{r}}$ )

O tempo de recuperação reverso de um diodo é bastante significativo em aplicações de chaveamento em alta velocidade. Um diodo real não passa, em um único instante, do estado de condução para o de não-condução. Nesse momento, uma corrente inversa flui por um breve período, e o diodo não desliga até que a corrente inversa caia a zero, como mostra a Figura 2.10. O diodo conduz inicialmente uma corrente  $I_{\text{F}}$ ; essa corrente decresce e passa a fluir, então, a corrente  $I_{\text{R}}$ , quando o diodo se acha inversamente polarizado. O intervalo durante o qual a corrente inversa flui é denominado tempo de recuperação reverso. Durante esse período, são removidos os portadores de carga armazenados na junção quando a condução direta cessou.

Os diodos são classificados como de recuperação “rápida” e “lenta” com base em seus tempos de recuperação. Esses tempos vão da faixa dos microssegundos, nos diodos de junção PN, a várias centenas de nanossegundos em diodos de recupe-

ração rápida, como o Schottky. Um diodo de junção PN costuma ser suficiente para a retificação de um sinal AC de 60 Hz. Os diodos de recuperação rápida com  $t_{rr}$  baixos são utilizados em aplicações de alta frequência, tais como inversores, choppers e fontes de alimentação de funcionamento contínuo (*uninterruptible power supplies* – UPS).

**Figura 2.10:** Características da recuperação reversa.



### 2.8.4 Temperatura máxima da junção ( $T_{j(max)}$ )

Esse parâmetro define a temperatura máxima que o diodo pode suportar, na junção, sem apresentar defeito. As temperaturas nominais de diodos de silício estão normalmente na faixa de  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $+200^{\circ}\text{C}$ . A operação em temperaturas mais baixas costuma resultar em um desempenho melhor. Os diodos são em geral montados em dispositivos dissipadores de calor para que haja melhora nas condições nominais de temperatura.

### 2.8.5 Corrente máxima de surto ( $I_{FSM}$ )

O valor nominal da corrente direta máxima de surto ( $I_{FSM}$ ) é a corrente máxima que o diodo pode suportar durante um transitório fortuito ou diante de um defeito no circuito.

## 2.9 Proteção do diodo

Um diodo de potência deve ser protegido contra sobretensão, sobrecorrente e transitórios.

### 2.9.1 Sobretensão

Quando um diodo está diretamente polarizado, a tensão em seus terminais é baixa, não havendo, portanto, grandes problemas. Entretanto, um diodo inversamente polarizado atua como um circuito aberto. Se a tensão nos terminais exceder sua tensão de ruptura, ele dispara e o resultado é uma corrente alta. Com essa cor-

rente, e com a alta tensão nos terminais, é bem provável que a dissipação na junção exceda seu valor máximo, danificando o diodo. Na prática, seleciona-se o diodo com um valor nominal da tensão de pico inversa 1,2 vez maior do que o esperado durante as condições normais de operação.

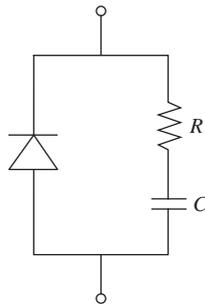
### 2.9.2 Sobrecorrente

As especificações do fabricante fornecem valores nominais de corrente com base nas temperaturas máximas de junção, decorrentes de perdas durante a condução nos diodos. Para um dado circuito, recomenda-se que a corrente seja mantida abaixo desse valor. A proteção contra a sobrecorrente é proporcionada pela utilização de um fusível, o que assegura que a corrente do diodo não exceda um nível que eleve a temperatura para além do valor máximo.

### 2.9.3 Transitórios

Os transitórios podem levar o diodo a tensões maiores do que a nominal. A proteção contra esses transitórios costuma ser obtida por circuitos em série RC conectados em paralelo com o diodo. Esse artifício, como mostra a Figura 2.11, anula ou reduz a taxa de variação da tensão e é comumente denominado *circuito snubber*.

Figura 2.11: Circuito snubber.



## 2.10 Teste de um diodo

Um ohmímetro pode ser fácil e seguramente utilizado para o teste de diodos de potência. Os circuitos diodo-chave equivalentes, mostrados na Figura 2.4, podem ser usados para determinar como os testes dos diodos podem ser realizados. Ligue o ohmímetro de tal modo que ele polarize diretamente o diodo; nesse caso, deve-se ter uma leitura de baixa resistência. A leitura efetiva dependerá do fluxo de corrente que passa pelo diodo, a qual é fornecida pela pilha elétrica interna do ohmímetro. Quando há inversão nos terminais do ohmímetro, deve-se obter uma resistência bem mais alta ou mesmo uma leitura de circuito aberto. A leitura de alta resistên-

cia em ambos os casos sugere que o diodo está aberto, enquanto a leitura de baixa resistência sugere que ele está em curto.

## 2.11 Operação de diodos em série e em paralelo

A potência máxima que pode ser controlada por um único diodo é determinada por sua tensão inversa nominal e por sua corrente direta nominal. Em aplicações de alta potência, um único diodo pode não ser suficiente para suportar a capacidade de potência. Para incrementar essa capacidade, os diodos podem ser ligados em série, a fim de aumentar a tensão máxima nominal, ou em paralelo, para aumentar a corrente máxima nominal. Um arranjo de diodos em série-paralelo pode ser utilizado para aplicações de alta tensão e de alta corrente.

### 2.11.1 Conexão de diodos em série

Em aplicações de alta tensão, a tensão inversa máxima de um único diodo pode não ser suficiente. A conexão de dois ou mais diodos em série (ver Figura 2.12) é então utilizada para aumentar o valor nominal. Entretanto, a tensão inversa pode não ficar igualmente dividida entre os dois diodos: os terminais daquele que tem a corrente de fuga mais baixa podem ficar com uma tensão inversa excessiva. Mesmo que usemos o mesmo tipo de diodo, as características V-I podem não ser idênticas, como é ilustrado na Figura 2.13. A corrente nominal dos diodos em série é a mesma da corrente de cada um dos diodos. Na direção inversa, ambos têm a mesma corrente de fuga inversa, mas tensões inversas diferentes. Nesse caso, o diodo  $D_1$  pode exceder seu valor nominal de tensão inversa.

O compartilhamento forçado de tensão pode ser obtido com a ligação de resistores de compartilhamento de tensão, de valores apropriados, em paralelo com cada um dos diodos ligados em série. A Figura 2.14 mostra o efeito da colocação de resistores em paralelo com os diodos. Para ter eficiência, a corrente nos resistores deve ser muito maior do que a corrente de fuga dos diodos. Os resistores compartilhadores consumirão potência durante a operação com polarização inversa. Sendo assim, é importante utilizar as resistências de valores mais elevados possíveis.

Figura 2.12: Conexão de diodos em série.

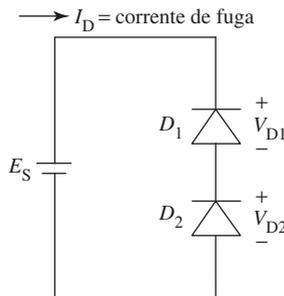


Figura 2.13: Características V-I de dois diodos.

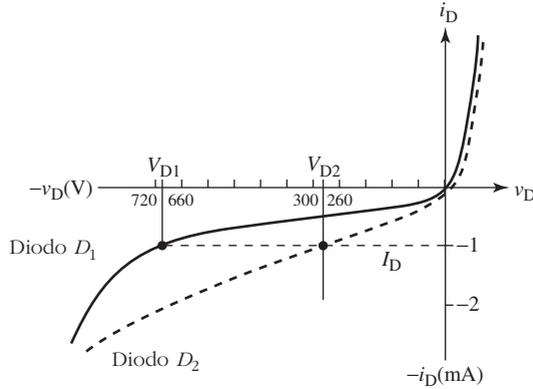
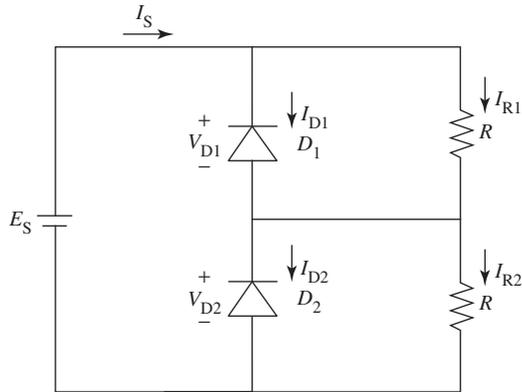


Figura 2.14: Conexão de diodos em série com resistores adicionados.



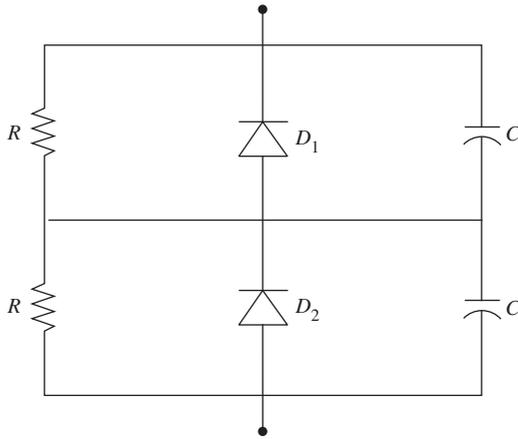
Além disso, pode ocorrer uma tensão inversa excessiva em um dos diodos, por causa dos tempos diferentes de recuperação reversa. Um capacitor conectado em paralelo com cada diodo (ver Figura 2.15) protegerá o diodo dos transitórios de tensão.

O valor do resistor de compartilhamento de tensão pode ser obtido como segue: A fonte de corrente é:

$$I_s = \frac{V_{D1}}{R} + I_{D1} = \frac{V_{D2}}{R} + I_{D2}$$

Ou seja, determinando o valor de  $R$ :

$$R = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{I_{D2} - I_{D1}}$$

**Figura 2.15:** Conexão de diodos em série com resistores e capacitores adicionados.

A potência dissipada em  $R$  é:

$$P_R = I_{R1}^2 \cdot R + I_{R2}^2 \cdot R$$

**2.8**

### Exemplo 2.10

Dois diodos com tensões nominais de 800 V e correntes de fuga inversas de 1 mA estão conectados em série em uma fonte AC cujo valor de pico é  $V_{S(\max)} = 980$  V. As características reversas são mostradas na Figura 2.13. Determine:

- a tensão inversa no diodo
- o valor do resistor de compartilhamento de tensão, de tal modo que a tensão em qualquer diodo não ultrapasse 55% de  $V_{S(\max)}$
- a corrente total da fonte e a perda de potência nos resistores

### Solução

a) Sem qualquer compartilhamento forçado, a corrente nos diodos é a corrente de fuga. Portanto, com 1 mA, da Figura 2.13 temos:

$$V_{D1} = 700 \text{ V}$$

$$V_{D2} = 280 \text{ V}$$

b) Com compartilhamento forçado de tensão, de tal modo que:

$$V_{D1} = 55\% \cdot 980 = 539 \text{ V}$$

$$V_{D2} = 980 - 539 = 441 \text{ V}$$

Obtemos do gráfico:

$$I_{D1} = 0,7 \text{ mA}$$

$$I_{D2} = 1,4 \text{ mA}$$

Usando a Equação 2.7,

$$R = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{I_{D2} - I_{D1}}$$

$$= 140 \text{ k}$$

c) A corrente em  $R$  é:

$$I_{R1} = 539/140\text{k} = 3,85 \text{ mA}$$

$$I_{R2} = 441/140\text{k} = 3,15 \text{ mA}$$

$$\text{fonte de corrente} = 0,00385 + 0,0007 = 4,55 \text{ mA}$$

ou

$$\text{fonte de corrente} = 0,00315 + 0,0014 = 4,55 \text{ mA}$$

A potência dissipada em  $R$  é:

$$P_R = I_{R1}^2 \cdot R + I_{R2}^2 \cdot R = 2,1 + 0,44 = 2,54 \text{ W}$$

### 2.11.2 Conexão de diodos em paralelo

Se a corrente na carga for maior do que a corrente nominal de um diodo único, então dois ou mais diodos podem ser ligados em paralelo (ver Figura 2.16), com o objetivo de conseguir uma corrente nominal direta mais alta. Os diodos ligados em paralelo não compartilham igualmente a corrente por causa das características diferentes de polarização direta. O diodo com queda de tensão direta mais baixa tentará conduzir uma corrente mais alta e poderá sofrer superaquecimento. A Figura 2.17 mostra as características V-I de estado *ligado* dos dois diodos. Se ambos forem ligados em paralelo a uma determinada tensão, uma corrente diferente fluirá em cada um deles. O fluxo total de corrente é a soma de  $I_{D1}$  e  $I_{D2}$ . A corrente nominal do par não é a soma das correntes nominais máximas para cada um, mas um valor que pode ser maior do que o nominal para um dos dois diodos isoladamente.

Diodos em paralelo podem ser forçados a compartilhar corrente quando um resistor muito pequeno é ligado em série com cada um deles. Na Figura 2.18, o resistor  $R$  de compartilhamento de corrente estabelece valores de  $I_{D1}$  e  $I_{D2}$  quase iguais. Embora o compartilhamento de corrente seja bastante eficaz, a perda de

Figura 2.16: Conexão de diodos em paralelo.

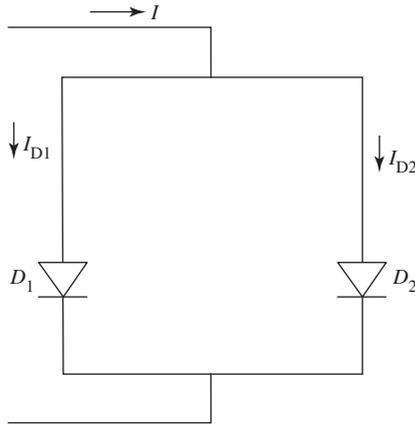
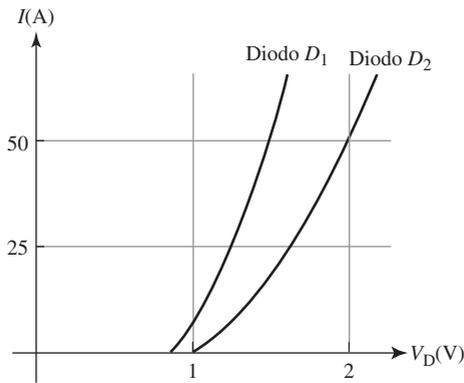


Figura 2.17: Características V-I de dois diodos.



potência nos resistores é muito grande. Além disso, o artifício provoca um aumento na tensão nos terminais da combinação dos diodos. A menos que o uso de um arranjo em paralelo se torne absolutamente necessário, é melhor utilizar um dispositivo com um valor nominal adequado de corrente.

O valor do resistor de compartilhamento de corrente pode ser obtido como segue:

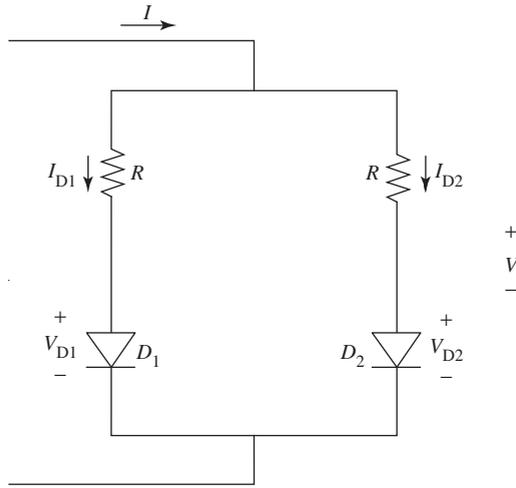
$$V = V_{D1} + I_{D1} \cdot R = V_{D2} + I_{D2} \cdot R$$

Determinando o valor de  $R$ ,

$$R = \frac{V_{D2} - V_{D1}}{I_{D1} - I_{D2}} \tag{2.9}$$

A potência dissipada em  $R$  é:

$$P_R = I_{D1}^2 \cdot R + I_{D2}^2 \cdot R \tag{2.10}$$

**Figura 2.18:** Conexão de diodos em paralelo com resistores adicionados.

A tensão na combinação dos diodos é:

$$V = V_{D1} + I_{D1} R = V_{D2} + I_{D2} R$$

**2.11**

### Exemplo 2.11

Dois diodos, com características mostradas na Figura 2.17, são ligados em paralelo. A corrente total em ambos é de 50 A. Para garantir o compartilhamento de corrente, dois resistores são ligados em série. Determine:

- a) a resistência do resistor de compartilhamento de corrente, de tal modo que a corrente que passa através de qualquer um dos dois diodos não ultrapasse 55% do valor de  $I$
- b) a perda total de potência nos resistores
- c) a tensão nos terminais da combinação de diodos ( $V$ )

### Solução

- a) Com compartilhamento forçado de corrente, de tal modo que:

$$I_{D1} = 55\% \cdot 50 = 27,5 \text{ A}$$

$$I_{D2} = 50 - 27,5 = 22,5 \text{ A}$$

Obtemos da Figura 2.17:

$$V_{D1} = 1,3 \text{ V}$$

$$V_{D2} = 1,6 \text{ V}$$

$$\begin{aligned}
 V &= V_{D1} + I_{D1} \cdot R = V_{D2} + I_{D2} \cdot R \\
 &= 1,3 + 27,5 R = 1,6 + 22,5 R
 \end{aligned}$$

Determinado o valor de  $R$ ,

$$R = 0,06 \, \Omega$$

b) A potência dissipada em  $R$  é:

$$P_R = I_{D1}^2 \cdot R + I_{D2}^2 \cdot R = 27,5^2 \cdot 0,06 + 22,5^2 \cdot 0,06 = 75,8 \, \text{W}$$

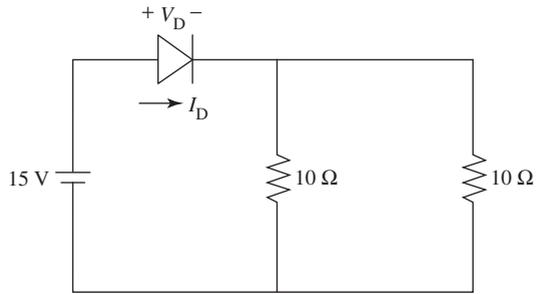
c) A tensão da combinação de diodos é:

$$\begin{aligned}
 V &= V_{D1} + I_{D1} R = V_{D2} + I_{D2} R \\
 &= 1,3 + 27,5 \cdot 0,06 = 1,6 + 22,5 \cdot 0,06 \\
 &= 2,95 \, \text{V}
 \end{aligned}$$

## 2.12 Problemas

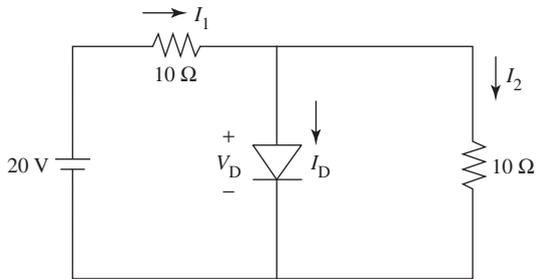
- 2.1 Que tipo de semiconductor é utilizado em diodos de potência?
- 2.2 Quais as vantagens principais dos diodos de silício?
- 2.3 Qual é a condição que polariza diretamente um diodo?
- 2.4 Qual é a condição que polariza inversamente um diodo?
- 2.5 Qual é a tensão nos terminais de um diodo ideal diretamente polarizado?
- 2.6 Desenhe um circuito-chave equivalente para um diodo diretamente polarizado.
- 2.7 Desenhe um circuito-chave equivalente para um diodo inversamente polarizado.
- 2.8 Defina o valor da PIV de um diodo.
- 2.9 Como testar um diodo com um ohmímetro?
- 2.10 No circuito mostrado na Figura 2.19, determine  $I_D$ . Qual a tensão inversa máxima nos terminais do diodo?

Figura 2.19: Ver Problema 2.10.



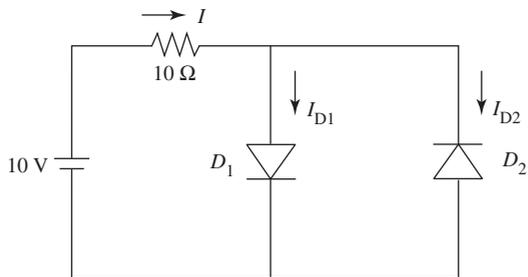
2.11 No circuito mostrado na Figura 2.20, determine  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_D$  e  $V_D$ .

Figura 2.20: Ver Problema 2.11.



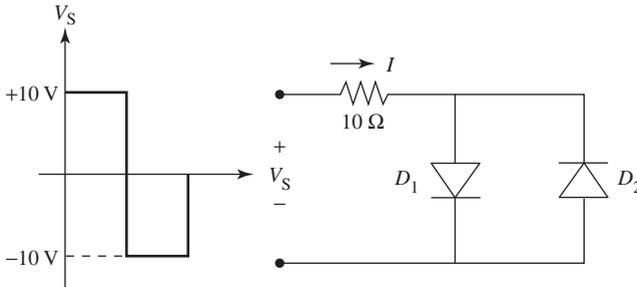
2.12 No circuito mostrado na Figura 2.21, determine  $I$ ,  $I_{D1}$  e  $I_{D2}$ .

Figura 2.21: Ver Problema 2.12.



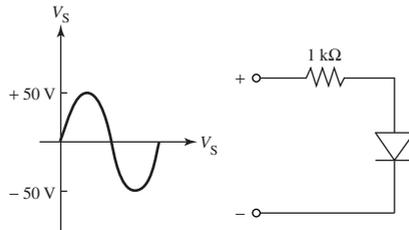
**2.13** No circuito mostrado na Figura 2.22, trace a forma de onda para  $I$ .

**Figura 2.22:** Ver Problema 2.13.



**2.14** No circuito mostrado na Figura 2.23, determine:  
 a) a corrente direta máxima que passará pelo diodo  
 b) a tensão inversa máxima que o diodo deve suportar

**Figura 2.23:** Ver Problema 2.14.



**2.15** A partir de especificações de vários fabricantes, obtenha os seguintes valores para alguns dos diodos de potência usuais:

- tensão de pico inversa
- corrente direta máxima
- temperatura máxima de operação da junção
- queda de tensão máxima para o estado *ligado* na corrente nominal
- corrente de fuga inversa máxima
- freqüência máxima de chaveamento
- tempo de ligação
- tempo de desligamento

**2.16** Escreva um programa de computador para plotar a curva característica V-I de um diodo.

## 2.13 Equações

$$P_T = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} \quad 2.1$$

$$P_{ON} = V_F \cdot I_F \cdot \frac{t_{ON}}{T} \quad 2.2$$

$$P_{OFF} = V_R \cdot I_R \cdot \frac{t_{OFF}}{T} \quad 2.3$$

$$P_{SW} = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} \quad 2.4$$

$$P_{SW(ON)} = \frac{1}{6} V_{F(max)} \cdot I_{F(max)} \cdot t_F \cdot f \quad 2.5$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{1}{6} V_{F(max)} \cdot I_{F(max)} \cdot t_R \cdot f \quad 2.6$$

$$R = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{I_{D2} - I_{D1}} \quad 2.7$$

$$P_R = I_{R1}^2 \cdot R + I_{R2}^2 \cdot R \quad 2.8$$

$$R = \frac{V_{D2} - V_{D1}}{I_{D1} - I_{D2}} \quad 2.9$$

$$P_R = I_{D1}^2 \cdot R + I_{D2}^2 \cdot R \quad 2.10$$

$$V = V_{D1} + I_{D1} R = V_{D2} + I_{D2} R \quad 2.11$$

# Transistores de potência 3

## Visão geral do capítulo

- 3.1** Introdução
- 3.2** Transistores bipolares de junção de potência (BJTs)
  - 3.2.1** Curvas características Volt-Ampère do BJT
  - 3.2.2** Polarização de um transistor
  - 3.2.3** Perda de potência nos BJTs
  - 3.2.4** Teste de um transistor
  - 3.2.5** Proteção de um BJT
  - 3.2.6** Valores nominais de um transistor de potência
  - 3.2.7** Área de operação segura (SOA)
  - 3.2.8** Ruptura secundária
  - 3.2.9** Conexão Darlington
  - 3.2.10** Ligações série-paralelo de transistores
- 3.3** Transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor de potência (MOSFETs)
  - 3.3.1** Curvas características de tensão-corrente do MOSFET
  - 3.3.2** Curva característica de transferência do MOSFET
  - 3.3.3** Curva característica ideal do MOSFET
  - 3.3.4** Um MOSFET como chave
  - 3.3.5** Perdas no MOSFET
  - 3.3.6** Diodo interno de um MOSFET de potência
  - 3.3.7** Proteção do MOSFET
  - 3.3.8** Área de operação segura (SOA)
  - 3.3.9** MOSFETs em série e em paralelo
- 3.4** Transistores bipolares de porta isolada (IGBTs)

- 3.4.1 Princípios de operação
- 3.4.2 Curva característica de tensão-corrente do IGBT
- 3.4.3 Curva característica ideal do IGBT
- 3.4.4 Perdas no IGBT
- 3.5 Transistores de unijunção (UJTs)
  - 3.5.1 Polarização de um UJT
  - 3.5.2 Teste de um UJT
  - 3.5.3 O uso do UJT para disparar um tiristor
- 3.6 Problemas
- 3.7 Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- descrever as características e a operação de um transistor bipolar de junção (BJT);
- fazer uma lista das perdas de potência em um BJT;
- descrever como se testam os BJTs;
- descrever como se protege um BJT;
- fazer uma lista dos valores nominais principais dos BJTs;
- explicar como os BJTs podem ser ligados em série e em paralelo para ter aumentados seus valores nominais de trabalho;
- descrever as características e a operação dos transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFETs);
- fazer uma lista das perdas de potência em um MOSFET;
- descrever como se protege um MOSFET;
- explicar como os MOSFETs podem ser ligados em série e em paralelo para ter aumentados seus valores nominais de trabalho;
- descrever as características e a operação de um transistor bipolar de porta isolada (IGBT);
- fazer uma lista das perdas de potência em um IGBT.

## 3.1 Introdução

Os transistores com altos valores nominais de tensão e de corrente são conhecidos como transistores de potência. Um transistor é um dispositivo semicondutor PNP ou NPN de três camadas com duas junções. Os transistores têm dois tipos básicos de aplicação: amplificação e chaveamento. Em eletrônica de potência, em que o objetivo principal é o controle eficaz de potência, eles são invariavelmente usados como chaves. São empregados principalmente em choppers e em aplicações para inversores.

Os diodos são chaves que não podem ser controladas, pois têm apenas dois terminais. Eles somente respondem ao chaveamento de seus terminais. Os transistores, por outro lado, têm três terminais. Dois deles atuam como contatos de uma chave, enquanto o terceiro é usado para ligar e desligar a chave. Assim, o circuito de controle pode ser independente do circuito que está sendo controlado.

Dois tipos de transistores de potência são muito utilizados em circuitos de eletrônica de potência: o transistor bipolar de junção (*bipolar junction transistor* – BJT) e o transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor* – MOSFET). Até o advento do MOSFET de potência, o BJT era o dispositivo preferido nas aplicações em eletrônica de potência.

A velocidade de chaveamento de um BJT é muitas vezes mais lenta do que a de um MOSFET, com tamanho e valores nominais similares. Um BJT é um dispositivo controlado por corrente, e uma grande corrente de base é necessária para mantê-lo no estado *ligado*. Além disso, uma rápida passagem para o estado *desligado* exige uma corrente de base reversa mais alta. Essas limitações aumentam a complexidade do projeto dos circuitos acionadores da base do transistor, tornando-os mais caros do que o MOSFET. Os MOSFETs de potência, por outro lado, são dispositivos controlados por tensão. São preferíveis aos BJTs em aplicações com frequência alta, nas quais a potência de chaveamento é o ponto importante. Entretanto, a queda de tensão no MOSFET de potência durante o estado *ligado* é mais alta do que no BJT de tamanho e valores nominais similares. Portanto, em aplicações de alta tensão, em que as perdas no estado *ligado* precisam ser minimizadas, um BJT é preferível, mesmo que à custa de perdas no desempenho em frequência alta.

A invenção do transistor bipolar de porta isolada (*insulated-gate bipolar transistor* – IGBT) foi em parte induzida pelas limitações típicas dos MOSFETs e dos BJTs. Os IGBTs são próprios para as tarefas que envolvem alta tensão, trabalham com perdas baixas no estado *ligado*, requerem circuitos acionadores simples e suportam velocidades de chaveamento relativamente altas. Estão, portanto, se tornando a escolha ideal para aplicações em alta tensão, nas quais as perdas na condução devem ser baixas.

### 3.2 Transistores bipolares de junção de potência (BJTs)

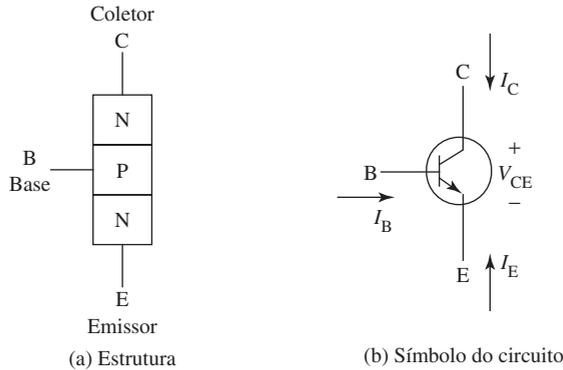
Os transistores de potência são encontrados na praça em dois tipos: NPN e PNP. Vamos nos concentrar no NPN, uma vez que tem valores nominais de tensão e corrente mais altos. A estrutura e o símbolo de um transistor NPN são mostrados na Figura 3.1. Esse tipo de transistor é denominado *transistor bipolar de junção* (BJT). O BJT é normalmente chamado simplesmente de transistor.

Um transistor tem três terminais: a *base* (B), o *coletor* (C) e o *emissor* (E). O coletor e o emissor não podem ser invertidos. Na realidade, as características e os valores nominais de um transistor mudam significativamente quando esses dois terminais são invertidos. Se a ponta da flecha no emissor apontar para a base, diz-se que o transistor é do tipo PNP. Se a ponta da flecha apontar para fora da base, ele é do tipo NPN.

Quando um transistor é usado como chave, para controle de potência fornecida de uma fonte para uma carga, os terminais C e E são ligados em série com o

circuito principal da fonte. Já os terminais B e E são ligados ao circuito acionador, que controla a ação de ligar e desligar. É a corrente baixa que passa pela junção base-emissor que induz o fluxo da corrente entre coletor-emissor. Nesse trajeto, a corrente induzida pode ser muito maior do que na junção base-emissor.

Figura 3.1: Um transistor NPN e seu símbolo.



### 3.2.1 Curvas características Volt-Ampère do BJT

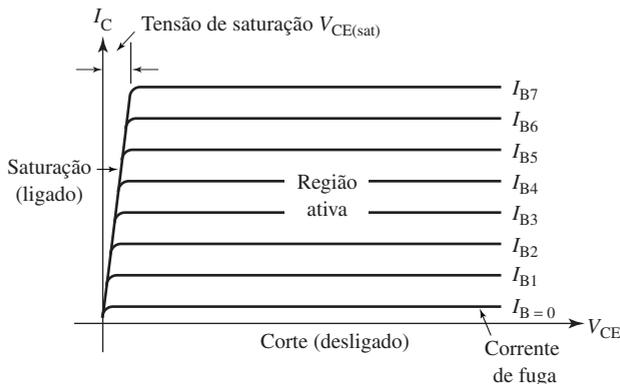
Uma vez que a maioria das aplicações de transistores de potência utiliza a configuração emissor comum, a curva característica será explicada com base nessa configuração. A Figura 3.2 mostra a curva característica V-I de um transistor. Há três regiões de operação: o corte, a saturação e a região ativa. Se a corrente de base  $I_B$  for igual a zero, a corrente de coletor  $I_C$  será desprezível e o transistor estará na região de corte, ou seja, no estado *desligado*. Nessa região, tanto a junção coletor-base como a base-emissor estão inversamente polarizadas e o transistor se comporta como uma chave aberta. Por outro lado, se a corrente de base  $I_B$  for suficiente para acionar o transistor até a saturação (corrente de coletor muito grande e  $V_{CE}$  aproximadamente igual a zero), então o transistor se comportará como se fosse uma chave fechada. Na região de saturação, ambas as junções estão diretamente polarizadas. Na região de operação ativa, a junção base-emissor está diretamente polarizada, enquanto a junção coletor-base fica inversamente polarizada. A região ativa costuma ser usada para amplificação de sinais e é evitada em aplicações do tipo chaveamento.

Observe que a curva característica V-I não apresenta qualquer região reversa. Um BJT não pode bloquear mais do que 20 V na direção inversa. Por isso, os BJTs não são usados em controles de potência AC, a menos que um diodo reverso seja ligado em paralelo entre o emissor e o coletor, para proteger o transistor contra tensões inversas.

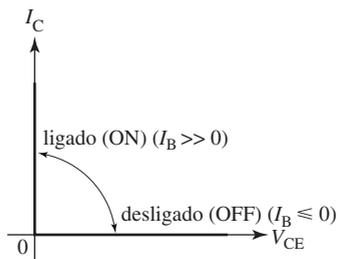
Uma vez que os transistores são usados normalmente como chaves, a curva característica do transistor ideal é de suma importância. A Figura 3.3 mostra a curva característica V-I de um BJT operando como chave. Quando o transistor está desligado, não há corrente de coletor, seja qual for o valor de  $V_{CE}$ . Quando o transis-

tor está ligado, a tensão  $V_{CE}$  é zero, seja qual for o valor da corrente de coletor. Um transistor tem características excelentes para o chaveamento ideal.

**Figura 3.2:** Curva característica V-I de um BJT.



**Figura 3.3:** Curva característica idealizada de um transistor.



### 3.2.2 Polarização de um transistor

Quando um transistor for utilizado como chave de controle, a corrente de base será fornecida pelo circuito de controle que estará conectado entre a base e o emissor. O coletor e o emissor atuam como terminais de potência da chave. A Figura 3.4 mostra como um NPN é polarizado. A corrente de base de entrada  $I_B$  determina se o transistor estará desligado (sem corrente na carga  $R_C$ ) ou ligado (permitindo o fluxo de corrente).

A Figura 3.5 mostra a reta de carga DC, a qual representa todos os pontos de operação possíveis. O ponto  $P_1$  é o ponto de operação ideal para funcionamento como chave quando a chave estiver ligada. Nesse caso, a corrente de coletor  $I_C$  é igual a  $V_{CC}/R_C$  e a tensão entre coletor e emissor, igual a zero.

O ponto  $P_4$  é o ponto de operação ideal para ser utilizado como chave quando ela estiver desligada. Nesse caso, a corrente de coletor  $I_C$  é igual a zero e a tensão entre coletor e emissor, igual à fonte de tensão  $V_{CC}$ .

Figura 3.4: Polarização de um transistor.

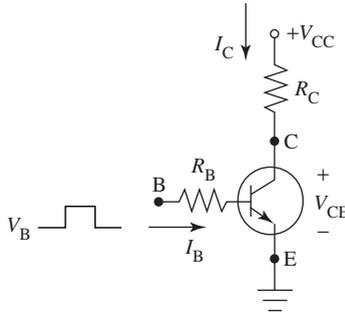
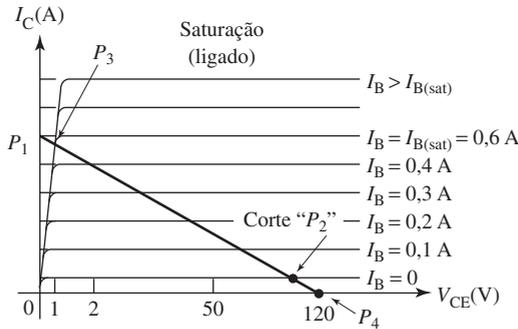


Figura 3.5: Retas de carga DC.



A linha traçada do ponto  $P_1$  ao  $P_4$  é a reta de carga. A interseção dessa reta com a corrente de base é o ponto de operação do transistor, determinado pelo circuito externo ao transistor, isto é,  $V_{CC}$  e  $R_C$ .

No ponto  $P_2$ , no qual a reta de carga intercepta a curva de  $I_B = 0$ , fica o ponto de operação no corte. Nele, a corrente de coletor é a corrente de fuga. A tensão entre os terminais coletor e emissor pode ser determinada com a aplicação da lei de Kirchhoff das tensões (KVL) no laço de saída do transistor:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{3.1}$$

O ponto  $P_3$ , no qual a reta de carga intercepta a curva  $I_B = I_{B(sat)}$ , é o ponto de operação quando o BJT está ligado. Ele é denominado ponto de saturação. Um transistor ligado tem uma pequena queda de tensão (tensão de saturação,  $V_{CE(sat)}$ ) entre os terminais coletor e emissor. A corrente de coletor alcança um máximo nesse ponto e é dada por:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} \approx \frac{V_{CC}}{R_C} \tag{3.2}$$

A corrente de base mínima necessária para assegurar uma operação satisfatória é dada por:

$$I_B = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\beta} = \frac{V_{CC}}{\beta R_C} \quad 3.3$$

onde  $\beta$  é o ganho de corrente DC, que vale  $I_C/I_B$ .

Qualquer valor de  $I_B$  maior do que o valor calculado com base na Equação 3.3 garantirá o estado *ligado* saturado. Na realidade, para conseguir variações em  $I_C$  acima do valor requerido, é interessante utilizar um valor um pouco maior de corrente de polarização de base do que o obtido pela fórmula anterior. Um valor alto de corrente de base reduz também o tempo de ligação, diminuindo, portanto, a dissipação de potência.

Todos os pontos de operação entre o corte e a saturação estão na região ativa do transistor. Nessa região, tanto  $I_C$  como  $V_{CE}$  são relativamente altos, o que resulta em uma dissipação maior de potência no transistor.

### 3.2.3 Perda de potência nos BJTs

Há quatro fontes de perda de potência em um transistor: perdas na condução ou no estado *ligado*, perdas por fuga ou no estado *desligado*, perdas por passagem para o estado *ligado* durante a ligação e perdas por passagem para o estado *desligado* durante o desligamento da chave.

As perdas de potência em um transistor, durante o chaveamento, quando ele está ligado ou desligado, são baixas, mas durante o chaveamento há perdas apreciáveis de potência, que não podem ser desprezadas. Mais ainda, as perdas por chaveamento dependem da frequência, sendo diretamente proporcionais a ela. Na realidade, em aplicações em que se utilizam BJTs, as perdas por chaveamento tendem ao limite correspondente à frequência máxima de chaveamento que se possa atingir.

#### 3.2.3.1 Perda de potência em um BJT no estado *ligado*

Tendo em vista a necessidade de uma corrente de base para manter o transistor de potência no estado *ligado*, deve-se considerar o valor da perda de potência no circuito acionador da base. A perda de potência na base é:

$$P_B = V_{BE(\text{sat})} I_B$$

A perda de potência no coletor é:

$$P_C = V_{CE(\text{sat})} I_C$$

A perda total no transistor no estado *ligado* é dada por:

$$P_{ON} = V_{CE(\text{sat})} I_C + V_{BE(\text{sat})} I_B$$

Se a perda de potência na base for pequena, quando comparada às perdas de potência no coletor,

$$P_{\text{ON}} \approx V_{\text{CE(sat)}} I_{\text{C}} \quad 3.4$$

### 3.2.3.2 Perda de potência em um BJT no estado *desligado*

Quando o BJT está no estado *desligado*, a perda de potência  $P_{\text{OFF}}$  é dada por:

$$P_{\text{OFF}} = V_{\text{CE}} \cdot I_{\text{C}} \approx V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{leakage}} \quad 3.5$$

### 3.2.3.3 Perda de energia em um BJT durante a ligação

A perda de energia em um transistor durante a ligação é dada por:

$$W_{(\text{SW-ON})} = \frac{V_{\text{CC}} I_{\text{C(max)}}}{6} t_{\text{r}} \quad 3.6$$

onde  $t_{\text{r}}$  é o tempo de subida da corrente de coletor (normalmente de 1 a 2  $\mu\text{s}$ ).

### 3.2.3.4 Perda de energia em um BJT durante o desligamento

A perda de energia em um transistor durante a passagem para o estado *desligado* é dada por:

$$W_{(\text{SW-OFF})} = \frac{V_{\text{CC}} I_{\text{C(max)}}}{6} t_{\text{f}} \quad 3.7$$

onde  $t_{\text{f}}$  é o tempo de descida da tensão coletor-emissor (normalmente de 1 a 3  $\mu\text{s}$ ).

Se o transistor for ligado e passar periodicamente de *ligado* para *desligado* e vice-versa, a potência média resultante dependerá da frequência nas operações de chaveamento. A dissipação média total no transistor é dada por:

$$P_{\text{T(avg)}} = \{P_{\text{ON}} \cdot t_{\text{ON}} + P_{\text{OFF}} \cdot t_{\text{OFF}} + W_{(\text{SW-ON})} + W_{(\text{SW-OFF})}\} f \quad 3.8$$

## Exemplo 3.1

Na Figura 3.4,  $V_{\text{CC}} = 120 \text{ V}$ ,  $R_{\text{C}} = 20 \ \Omega$  e a curva característica V-I é mostrada na Figura 3.5. Determine a corrente de carga e a perda de potência para as seguintes correntes de base:

- $I_{\text{B}} = 0,6 \text{ A}$
- $I_{\text{B}} = 0,4 \text{ A}$
- $I_{\text{B}} = 0,2 \text{ A}$
- $I_{\text{B}} = 0,0 \text{ A}$

**Solução**a) Para  $I_B = 0,6$  A,

$$V_{CE} \approx 1 \text{ V}$$

$$I_C = (120 - 1)/20 = 5,95 \text{ A}$$

$$P_{ON} = 1 \cdot 5,95 = 5,95 \text{ W}$$

b) Para  $I_B = 0,4$  A,

$$V_{CE} = 2 \text{ V}$$

$$I_C = (120 - 2)/20 = 5,9 \text{ A}$$

$$P_{ON} = 2 \cdot 5,9 = 11,8 \text{ W}$$

c) Para  $I_B = 0,2$  A,

$$V_{CE} = 50 \text{ V}$$

$$I_C = (120 - 50)/20 = 3,5 \text{ A}$$

$$P = 50 \cdot 3,5 = 175 \text{ W}$$

d) Para  $I_B = 0,0$  A,

$$I_C = 0 \text{ A}$$

$$V_{CE} = 120 \text{ V}$$

$$P_{OFF} = 120 \cdot 0 = 0 \text{ W}$$

Observe que nas partes a) e b) do exemplo a corrente de base é suficiente para assegurar a operação na região saturada. Nessa região, a tensão nos terminais do transistor é muito pequena e a corrente de carga é muito próxima de seu valor máximo para uma dada resistência de carga. Entretanto, com a diminuição da corrente de base para 0,2 A, o transistor não estará mais na região saturada. Haverá agora um grande aumento na tensão no transistor, com um correspondente decréscimo na corrente de carga. Mais do que isso, nessas condições, a perda de potência no transistor durante a condução é muito alta.

**Exemplo 3.2**

Na Figura 3.4,  $V_{CC} = 208$  V,  $R_C = 20 \Omega$ ,  $V_{CE(sat)} = 0,9$  V,  $V_{BE(sat)} = 1,1$  V e  $\beta = 10$ . Determine:

a)  $I_C$ b)  $I_B$ c) a perda de potência no coletor ( $P_C$ )d) a perda de potência na base ( $P_B$ )

**Solução**

$$a) I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{208 - 0,9}{20} = 10,36 \text{ A}$$

$$b) I_B = I_C / \beta = 10,36 / 10 = 1,036 \text{ A}$$

$$\begin{aligned} c) P_C &= V_{CE(sat)} I_C \\ &= 0,9 \cdot 10,36 \\ &= 9,32 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d) P_B &= V_{BE(sat)} I_B \\ &= 1,1 \cdot 1,036 \\ &= 1,14 \text{ W} \end{aligned}$$

**Exemplo 3.3**

Na Figura 3.4,  $V_{CC} = 200 \text{ V}$ ,  $R_C = 20 \ \Omega$ ,  $t_r = 1,0 \ \mu\text{s}$  e  $t_f = 1,5 \ \mu\text{s}$ . Se a frequência de chaveamento for de 5 kHz, determine:

- a perda de energia na passagem de *desligado* para *ligado*
- a perda de energia na passagem de *ligado* para *desligado*
- a perda de potência no chaveamento

**Solução**

$$I_{C(max)} \approx \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{200}{20} = 10 \text{ A}$$

$$a) W_{(SW-ON)} = \frac{(200) (10) 1 (10^{-6})}{6} = 333,3 \ \mu\text{J}$$

$$b) W_{(SW-OFF)} = \frac{(200) (10) 1,5 (10^{-6})}{6} = 500 \ \mu\text{J}$$

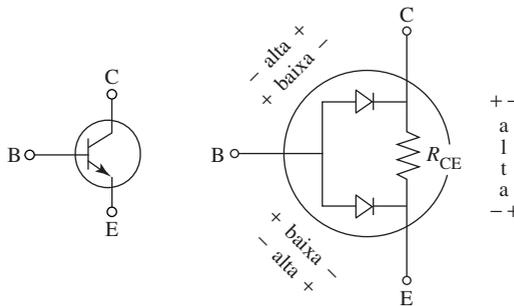
$$c) W_{SW} = (333,3 + 500,0) = 833,8 \ \mu\text{J}$$

$$P_{SW(avg)} = 833,3 (10^{-6}) \cdot 5 (10^{-3}) = 4,2 \text{ W}$$

### 3.2.4 Teste de um transistor

O estado de um transistor pode ser testado com um ohmímetro. A Figura 3.6 mostra o esquema de um transistor NPN acompanhado de sua analogia com um diodo. Essa analogia pode ser utilizada para a visualização de como deve ser efetuado o teste de um transistor com um ohmímetro.

Figura 3.6: Circuito a diodo análogo a um transistor NPN.



Quando diretamente polarizadas, as junções base-emissor e base-coletor devem ter uma resistência relativamente pequena, enquanto devem registrar uma resistência muito maior na polarização inversa. A resistência entre o coletor e o emissor ( $R_{CE}$ ) também pode ser testada. Essa resistência, nas duas direções, é muito maior do que a resistência direta de cada uma das junções. Nos transistores de silício,  $R_{CE}$  pode ter uma leitura infinita em alguns ohmímetros. Os transistores de potência com defeito apresentam muitas vezes um curto de coletor a emissor, mesmo quando ambas as junções passaram no teste.

O tipo do transistor também pode ser determinado simplesmente pela observação da polaridade dos terminais do ohmímetro, quando aplicadas na junção base-emissor. Se o terminal positivo for ligado à base e o negativo, ao emissor, uma leitura de resistência baixa denotará um transistor NPN, ao passo que uma de resistência alta denotará um PNP.

### 3.2.5 Proteção de um BJT

Um transistor deve ser protegido contra tensões e correntes excessivas. São grandes as perdas por chaveamento quando ele é usado em freqüências altas, por causa da transição pela região ativa. Portanto, as condições térmicas são especialmente importantes.

#### 3.2.5.1 Proteção de sobrecorrente

Quando o transistor está no estado *ligado*, a corrente de coletor  $I_C$  aumenta à medida que  $V_{CE}$  cresce. Portanto, a dissipação de potência ( $V_{CE} \cdot I_C$ ) também se amplia e a temperatura da junção aumenta. Isso resulta em uma diminuição da resis-

tência eficaz, uma vez que o BJT tem um coeficiente de temperatura negativo. A diminuição na resistência provoca um aumento na corrente de coletor, mais dissipação de potência e, em conseqüência, aumento na temperatura, que prosseguirá seu curso. Essa realimentação positiva pode levar à condição de aumento exagerado de temperatura, o que eventualmente culminará na danificação do transistor.

Uma vez que esse aumento exagerado de temperatura dura apenas alguns poucos microssegundos, os fusíveis não podem ser usados para proteger o BJT. Um modo melhor de dar proteção aos transistores é desligar o dispositivo quando  $V_{CE}$  e  $I_C$  ultrapassarem o nível de referência.

A proteção contra grandes defeitos pode ser assegurada pelo uso de uma chave em paralelo que curto-circuite o transistor. Essa chave paralela é acionada por um sinal do circuito de controle logo que há a detecção do defeito, propiciando um caminho alternativo para a corrente proveniente da falha.

### 3.2.5.2 Proteção de sobretensão

Se a tensão coletor-base inversa exceder certo limite ( $> 1000\text{ V}$ ), quando o transistor estiver desligado, o fluxo de corrente de portadores minoritários poderá provocar uma ruptura por avalanche, resultando em uma corrente muito alta. A alta dissipação de potência resultante pode danificar o transistor facilmente. Um diodo antiparalelo, ligado diretamente nos terminais do transistor, pode ser usado como proteção.

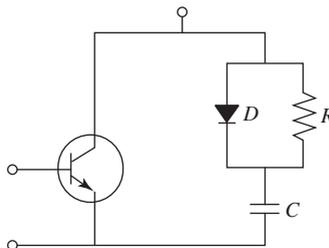
### 3.2.5.3 Proteção de bloqueio de tensão inversa

Um transistor não tem capacidade de bloqueio contra tensões inversas. Portanto, deve ser curto-circuitado por um diodo antiparalelo se for utilizado em um circuito AC.

### 3.2.5.4 Circuitos snubber

Um circuito snubber é usado para limitar a tensão no dispositivo durante os transitórios de chaveamento. Um circuito snubber típico para um BJT é mostrado na Figura 3.7. Ele é composto por um diodo ( $D$ ), um resistor ( $R$ ) e um capacitor ( $C$ ). Quando o transistor está ligado, a tensão através dele e no circuito snubber é

Figura 3.7: Circuito snubber.



próxima de zero. Durante o desligamento, o diodo liga e o capacitor começa a carregar. Quando o transistor está desligado, o capacitor é carregado até a tensão máxima de bloqueio. Portanto, a combinação diodo-capacitor atua diminuindo a taxa de crescimento da tensão no transistor. O capacitor descarrega na próxima vez em que o transistor estiver ligado. O resistor limita o valor de pico da corrente de descarga através do transistor.

### 3.2.6 Valores nominais de um transistor de potência

#### 3.2.6.1 Tensão de saturação coletor-emissor ( $V_{CE(sat)}$ )

É muito baixa a queda de tensão através dos terminais coletor e emissor quando o transistor está totalmente ligado. Essa tensão, denominada *tensão de saturação* ( $V_{CE(sat)}$ ), costuma ser muito pequena no estado *ligado* — algo na faixa entre 1 e 2 V. A perda de potência na condução no transistor depende dessa tensão.

Quando se utiliza um transistor de potência como chave, a corrente de base deve ser alta o bastante para forçá-lo a entrar na região de saturação. O objetivo é reduzir  $V_{CE(sat)}$  e dessa maneira diminuir a dissipação de potência durante o tempo *ligado*.

#### 3.2.6.2 Ganho de corrente DC ( $h_{FE}$ )

A relação entre o valor da corrente de coletor  $I_C$  e o correspondente valor de corrente DC de base  $I_B$  é denominado ganho de corrente DC ( $h_{FE}$  ou  $\beta$ ).

$$h_{FE} = I_C/I_B \quad 3.9$$

Ao contrário do que ocorre com os transistores usados em circuitos de baixa potência, para os quais valores de  $h_{FE}$  maiores que 200 são comuns, o ganho de corrente em transistores de potência costuma ficar na faixa entre 5 e 50 para correntes nominais de uso. Assim, esses dispositivos são normalmente ligados na configuração Darlington (ver Seção 3.2.9).

#### 3.2.6.3 Velocidades de chaveamento

Os transistores de potência passam de *ligado* para *desligado* e vice-versa com rapidez muito maior do que os tiristores. Podem passar para *ligado* em menos de 1  $\mu$ s e para *desligado* em menos de 2  $\mu$ s. Portanto, transistores de potência podem ser usados em aplicações cuja frequência chegue a 100 kHz.

#### 3.2.6.4 Tensão de bloqueio direta

Um transistor pode suportar uma tensão de coletor-emissor máxima; acima dela ocorrerá a ruptura na junção do coletor. Essa tensão é especificada como  $V_{CE(SU)}$  ou  $V_{CEO}$ , isto é, a tensão máxima  $V_{CE}$  com a base aberta. Os transistores de potência com valores nominais na faixa de 1400 V estão disponíveis no mercado.

### 3.2.6.5 Valores nominais de corrente de coletor

O valor nominal de corrente de coletor é a corrente de coletor contínua máxima permissível ( $I_{C(\max)}$ ).

### 3.2.6.6 Valor máximo permissível de temperatura de junção

O valor máximo permissível de temperatura de junção ( $T_{j(\max)}$ ) é normalmente de 125°C.

### 3.2.6.7 Dissipação de potência

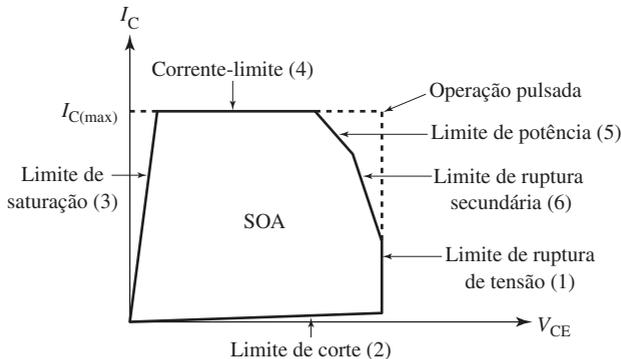
O valor nominal máximo de potência de um transistor é especificado como  $P_{D(\max)}$ .

### 3.2.7 Área de operação segura (SOA)

Para garantir uma operação segura do transistor, os fabricantes especificam limites na curva  $V_{CE}$  versus  $I_C$  para definir a área de operação segura (*safe operating area* – SOA). Uma SOA típica é mostrada na Figura 3.8.

Um transistor pode suportar uma tensão máxima de coletor para emissor  $V_{CE(SU)}$ . Esta é a tensão-limite máxima, como mostrado na linha reta vertical 1 da Figura 3.8. Uma vez que a operação normal fica acima da região de corte, a linha reta 2 define esse limite. De maneira semelhante, a região de saturação define o limite da linha 3.

Figura 3.8: Área de operação segura (SOA) de um BJT.



A corrente máxima de coletor permitida  $I_{C(\max)}$  compõe o limite superior (4) da SOA. A potência máxima de dissipação  $P_{\max} = V_{CE} \cdot I_C$  compõe o limite indicado pela linha 5 na Figura 3.8. O limite final denotado pela linha 6 da SOA depende do *disparo secundário* (tópico que será discutido na próxima seção), que ocorre quando a tensão e a corrente forem altas durante o corte.

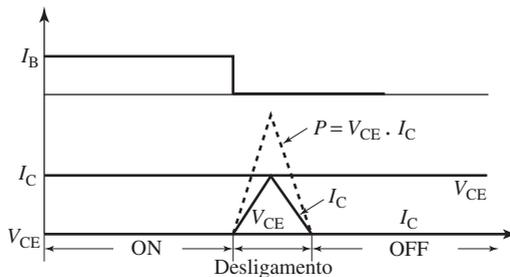
A SOA é importante principalmente para transistores de potência na região ativa. Quando usada como chave, a junção BJT opera nas regiões de corte e de satu-

ração e o transistor fica na região ativa somente durante um breve período, quando se processa efetivamente o chaveamento. Para a operação pulsada, a SOA é estendida para o retângulo dentro dos limites.

### 3.2.8 Ruptura secundária

Os BJTs apresentam falhas para certas condições de tensão e de corrente altas. Se uma tensão e uma corrente altas ocorrerem simultaneamente durante o corte, a dissipação de potência provocará a falha do dispositivo. A Figura 3.9 mostra as características de corte de um transistor de potência. Se removermos a corrente de base ( $I_B$ ) para desligar o transistor, a tensão ( $V_{CE}$ ) nele aumenta. Quando ela chegar ao valor da fonte de tensão DC ( $V_{CC}$ ), a corrente de coletor ( $I_C$ ) cairá. A dissipação de potência ( $P$ ) durante o corte é mostrada na Figura 3.9, pela linha tracejada. Observe que os picos  $V_{CE}$  e  $I_C$  ocorrem simultaneamente, o que pode levar à falha do transistor. Os snubbers podem ser utilizados com transistores de potência para evitar a ocorrência simultânea do pico de tensão e do pico de corrente.

Figura 3.9: Ruptura secundária.



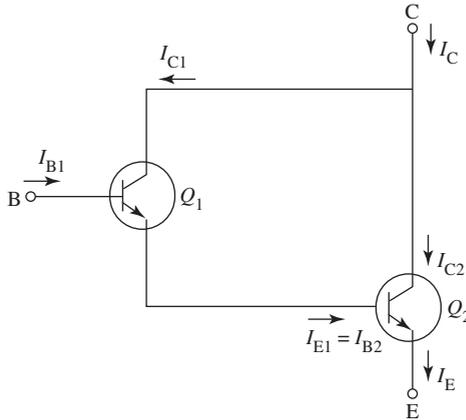
### 3.2.9 Conexão Darlington

O ganho de corrente ( $\beta$ ) de um transistor de potência pode chegar a um valor baixo, como cinco. Para obter valores mais altos de ganho de corrente, pode-se usar a conexão Darlington de dois BJTs (ver Figura 3.10). Um ganho de corrente de mais de cem pode ser obtido em um transistor de alta potência Darlington. Para ligar a chave Darlington é necessário apenas fornecer um sinal de entrada muito pequeno na base de  $Q_1$ , a fim de permitir que ele forneça uma corrente de base mais alta para  $Q_2$ . A corrente de base requerida para acionar o par é muito menor do que a necessária para acionar  $Q_2$  isoladamente. Uma corrente de base mais baixa proporciona uma redução no valor nominal de corrente de base do circuito acionador. Esse par de transistores pode ser fabricado em um único chip. Quando separados, podem ser ligados fisicamente para formar um par Darlington.

A configuração Darlington tem duas desvantagens. A primeira é que resulta em uma queda de tensão ( $V_{CE(sat)}$ ) mais alta no estado *ligado*. Nesse estado, um par Darlington pode chegar a uma queda de tensão de 2 a 5 V, dependendo dos valo-

res nominais de corrente e de tensão. As perdas no estado *ligado* são, portanto, mais altas. A segunda desvantagem da conexão Darlington reside em sua menor velocidade de chaveamento.

Figura 3.10: Conexão Darlington.



### Exemplo 3.4

Determine o ganho global da conexão Darlington.

#### Solução

$$\beta_1 = I_{C1}/I_{B1}$$

$$\beta_2 = I_{C2}/I_{B2}$$

Em suma,

$$\beta = I_C/I_{B1}$$

Agora,

$$I_C = I_{C1} + I_{C2}$$

Portanto,

$$\beta = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} + \frac{I_{C2}}{I_{B1}}$$

$$= \beta_1 + \frac{I_{C2} I_{B2}}{I_{B1} I_{B2}}$$

$$= \beta_1 + \frac{I_{C2} I_{B2}}{I_{B2} I_{B1}}$$

Agora,

$$I_{B2} = I_{E1} = I_{C1} + I_{B1}$$

Então,

$$\begin{aligned} \beta &= \beta_1 + \beta_2 \frac{I_{C1} + I_{B1}}{I_{B1}} \\ &= \beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1) = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \\ &\cong \beta_1 \beta_2 \end{aligned}$$

### Exemplo 3.5

Na Figura 3.10,  $Q_1$  está trabalhando com 20 A, sendo  $\beta_1 = 20$ , e  $Q_2$  com 100 A, sendo  $\beta_2 = 10$ . Determine a corrente de base requerida para passar a conexão Darlington ao estado *ligado*. Qual é a corrente de base requerida se  $Q_2$  for usado isoladamente?

#### Solução

Globalmente,

$$\beta = 20 \cdot 10 = 200$$

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = 20 + 100 = 120$$

$$I_{B1} = I_C / \beta = 120 / 200 = 0,6 \text{ A}$$

Se  $Q_2$  for usado isoladamente,

$$I_B = 100 / 10 = 10 \text{ A}$$

Sem dúvida, o circuito acionador da base para o par Darlington será muito pequeno.

### 3.2.10 Ligações série-paralelo de transistores

Um único transistor pode não ser suficiente para aplicações de tensões e correntes altas. Nesse caso, eles podem ser conectados em série ou em paralelo para aumentar, respectivamente, a tensão de bloqueio e a corrente de condução. Deve-

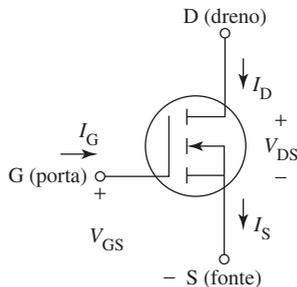
se atentar para o compartilhamento de tensão ou de corrente entre os dispositivos, a fim de assegurar que cada um dos componentes opere dentro de seus limites. Deve ser tomado um cuidado especial quando os BJTs estiverem ligados em paralelo, visando ao compartilhamento de corrente, uma vez que estão sujeitos ao disparo térmico. A queda de tensão direta decresce neles com o aumento da temperatura, provocando um desvio de corrente para apenas um dos dois dispositivos.

### 3.3 Transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor de potência (MOSFETs)

Um MOSFET de potência é similar ao MOSFET usado para pequenos sinais, exceto no que se refere aos valores nominais de tensão e de corrente. É um transistor de chaveamento rápido, caracterizado por uma alta impedância de entrada, apropriado para potências baixas (até alguns quilowatts) e para aplicações de alta frequência (até 100 kHz). Um MOSFET tem aplicações importantes em fontes de alimentação chaveadas, nas quais frequências altas de chaveamento subentendem componentes menores e mais econômicos, além de motores de baixa velocidade de controle que utilizem modulação por largura de pulso.

Os MOSFETs estão disponíveis no mercado nos tipos canal N e canal P. Entretanto, os dispositivos em canal N têm valores nominais de corrente e de tensão mais altos. A Figura 3.11 mostra o símbolo de um MOSFET canal N. Ele tem três terminais: a porta G, a fonte S e o dreno D. A fonte está sempre em um potencial próximo da porta. O dreno é ligado à carga. Para a configuração desse dispositivo, o dreno torna-se positivo em relação à fonte e uma tensão pequena positiva ( $V_{GS}$ ) aplicada na porta. Não havendo tensão na porta, a chave fica desligada; ou seja, é a tensão da porta que controla as condições *ligado* e *desligado*.

Figura 3.11: Símbolo de um MOSFET de potência canal N.



Em ambas as condições, a resistência de entrada é extremamente alta e a corrente de porta é, em essência, igual a zero, pelo isolamento resistivo da porta. Isso propicia circuitos de controle da porta bem simples e eficientes quando comparados àqueles necessários para acionar um BJT. O MOSFET consegue transições mais rápidas entre os estados *ligado* e *desligado* do que um BJT e por isso passou a

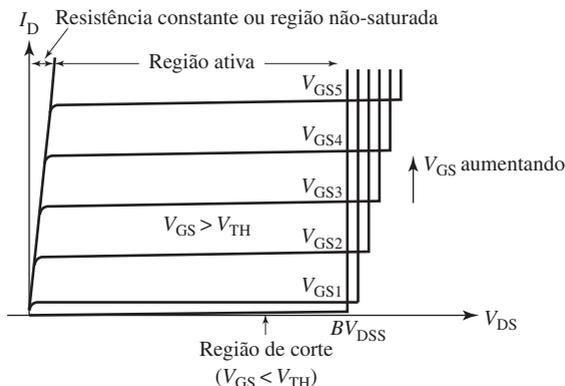
substituí-lo em aplicações caracterizadas por alta frequência de chaveamento. Em frequências mais altas, as perdas de chaveamento do MOSFET podem ser desprezadas quando comparadas às do BJT. Entretanto, na condução, a queda de tensão no estado *ligado* é alta (aproximadamente de 4 V para a corrente nominal), resultando em perdas também altas.

### 3.3.1 Curvas características de tensão-corrente do MOSFET

A curva característica V-I de um MOSFET de potência é mostrada na Figura 3.12. Nela é representada a relação entre a tensão da fonte e do dreno ( $V_{DS}$ ) e a corrente de dreno ( $I_D$ ) para valores diferentes de  $V_{GS}$ . Quando a tensão da porta crescer a partir de zero, a corrente de dreno não aumentará de maneira significativa. O MOSFET passará para o estado *ligado* quando  $V_{GS}$  exceder o valor denominado *tensão limiar* ( $V_{TH}$ ), que é normalmente de 2 a 4 V para MOSFETs de alta tensão. Considera-se assim que o dispositivo opera no *modo de enriquecimento*, uma vez que a aplicação de uma tensão positiva maior do que  $V_{TH}$  resultará na condução do canal N. Esse canal atua basicamente como uma resistência e fornece um caminho para o fluxo de corrente, no sentido do dreno para a fonte. A tensão da porta controla a corrente de dreno. Quanto maior o valor de  $V_{GS}$ , maior a corrente de dreno. Entretanto, quando se tratar de um dado valor de  $V_{GS}$ , a corrente máxima terá um limite. Se continuarmos a aumentar  $V_{DS}$ , a corrente de dreno ( $I_D$ ) crescerá rapidamente, até alcançar o valor de saturação ( $I_{DSS}$ ). Depois disso não haverá aumento significativo na corrente para aquele valor particular de  $V_{GS}$ . Se o MOSFET de potência for usado como chave, deverá ser operado na região não-saturada, para que seja assegurada uma queda de tensão baixa no dispositivo quando ele estiver no estado *ligado*. Uma vez que o valor de saturação seja alcançado, um acréscimo adicional em  $V_{DS}$  somente causará uma queda ainda maior de tensão no dispositivo e na dissipação de potência nele, sem que haja aumento de corrente.

Há três regiões distintas de operação na curva característica de V-I para uma dada tensão da porta: a região de corte, a região ativa e a região de resistência constante (ôhmica ou não-saturada).

Figura 3.12: Curva característica de um MOSFET de potência.



A *região de corte* ou estado *desligado* do MOSFET existe enquanto  $V_{GS} < V_{TH}$ . Essa condição é válida para qualquer valor de tensão de dreno-fonte, até que a tensão de ruptura  $BV_{DSS}$  seja alcançada. Nessa tensão, a corrente pode aumentar rapidamente, danificando o dispositivo. O MOSFET deve, portanto, ser operado de tal modo que a tensão de dreno-fonte  $V_{DS}$  seja mantida abaixo do valor  $BV_{DSS}$ .

Quando os valores de  $V_{GS}$  forem maiores do que  $V_{TH}$ , o MOSFET poderá operar na região ativa ou na região ôhmica.

Na *região ativa*, ele funciona como um amplificador. Nesse caso,  $V_{GS} > V_{TH}$ . Para um dado valor de  $V_{GS}$ , a corrente de dreno permanece mais ou menos constante, independentemente da tensão de dreno-fonte. Essa corrente ( $I_D$ ) é controlada por  $V_{GS}$ ; logo, tanto  $I_D$  como a tensão  $V_{DS}$  podem ser simultaneamente altas. A perda de potência associada, isto é,  $V_{DS} \cdot I_D$ , pode ser grande. Assim, essa região não é usada em aplicações de eletrônica de potência.

A região que interessa em eletrônica de potência é a *região ôhmica*, em que a corrente de dreno aumenta de maneira diretamente proporcional à tensão de dreno-fonte e o MOSFET fica no estado *ligado*. Nesse caso,  $V_{DS} > 0$ . Nessa região, similar àquela de saturação do BJT, a relação da tensão ( $V_{DS}$ ) com a corrente ( $I_D$ ) — denominada resistência no estado *ligado* do dreno para a fonte ( $R_{DS(ON)}$ ) — é praticamente constante.

$$V_{DS(ON)} = R_{DS(ON)} I_D \quad \mathbf{3.10}$$

Um valor típico para  $R_{DS(ON)}$  seria o de  $0,5 \Omega$ . Para garantir que o MOSFET permaneça na região ôhmica, para todos os valores desejados de  $I_D$ , é melhor usar um valor de  $V_{GS}$  mais alto do que o necessário na região ativa. Esse valor estará em torno de 10 V. Entretanto,  $V_{GS}$  não deve passar de 20 V, pois, do contrário, o MOSFET será danificado. Um modo simples de limitar  $V_{GS}$  é conectar um diodo Zener de 20 V nos terminais porta-fonte.

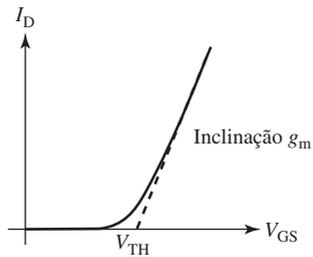
### 3.3.2 Curva característica de transferência do MOSFET

Quando o MOSFET é usado como chave, sua função básica é controlar a corrente de dreno através da tensão da porta. A Figura 3.13 mostra a curva característica de transferência, que nada mais é do que uma plotagem da corrente de dreno ( $I_D$ ) *versus* a tensão da porta ( $V_{GS}$ ) submetida a uma tensão fixa de dreno. A curva real pode ser aproximada pelas características lineares indicadas pela linha tracejada na Figura 3.13. A corrente de dreno é igual a zero até que se alcance a tensão limiar. A partir daí, aumenta linearmente com a tensão. A inclinação da curva representa o valor da transcondutância  $g_m$ .

$$I_D = 0 \quad \text{para} \quad V_{GS} < V_{TH}$$

$$I_D = g_m (V_{GS} - V_{TH}) \quad \text{para} \quad V_{GS} > V_{TH}$$

Figura 3.13: Curva característica de transferência.

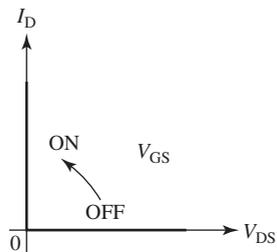


### 3.3.3 Curva característica ideal do MOSFET

A chave eletrônica MOSFET tem uma curva característica ideal, como mostra a Figura 3.14. Sem sinal aplicado na porta, o dispositivo está desligado. A corrente de dreno ( $I_D$ ) é igual a zero e a tensão  $V_{DS}$ , igual ao valor da fonte de alimentação. A tensão da porta ( $V_{GS}$ ) faz com que o dispositivo passe para o estado *ligado* e a corrente de dreno seja limitada pela resistência de carga. A tensão ( $V_{DS}$ ) no MOSFET é igual a zero.

Os dois estados do MOSFET correspondem aos dois estados de uma chave *ligado-desligado*. Embora o MOSFET não seja uma chave ideal, está suficientemente próximo dos requisitos ideais de um dispositivo útil e prático.

Figura 3.14: Curva característica ideal.



### 3.3.4 Um MOSFET como chave

Quando um MOSFET de potência é usado como chave e está na condição *ligado*, é forçado a operar na região ôhmica. Isso garante que a queda de tensão no dispositivo seja baixa, de tal modo que a corrente de dreno fique determinada pela carga. Assim, a perda de potência no dispositivo é pequena.

A condição para operação do MOSFET na região ôhmica é dada por:

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH} \text{ e } V_{DS} > 0 \quad 3.11$$

Portanto, para aplicações de chaveamento, a resistência no estado *ligado* ( $R_{DS(ON)}$ ) passa a ser um parâmetro muito importante, uma vez que determina a perda de

potência durante a condução para um dado valor de corrente de carga (dreno). Quanto mais baixo o valor de  $R_{DS(ON)}$ , mais baixa a queda de tensão no estado *ligado*, mais baixa a dissipação de potência e mais alta a capacidade de corrente do dispositivo.

A queda de tensão direta é:

$$V_F = I_D \cdot R_{DS(ON)}$$

A dissipação de potência interna é:

$$P = I_D^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

Quando o MOSFET está desligado, a corrente de dreno é igual a zero e a tensão  $V_{DS}$ , igual ao valor da tensão de alimentação. Nessas condições, a resistência entre o dreno e a fonte  $R_{DS}$  é muito alta.

A condição para a operação do MOSFET na região *desligada* é dada por:

$$V_{DS} \geq 0 \text{ e } V_{GS} < V_{TH} \quad 3.12$$

### 3.3.5 Perdas no MOSFET

Há quatro fontes de perdas de potência no chaveamento do MOSFET: as perdas na condução ou no estado *ligado*, as perdas no estado *desligado*, as perdas na ligação da chave e as que ocorrem no desligamento da chave.

#### 3.3.5.1 Perdas na condução ou perdas no estado *ligado*

Um MOSFET tem perdas relativamente altas dadas por:

$$P_{ON} = I_D^2 R_{DS(ON)} \frac{t_{ON}}{T} \quad 3.13$$

onde  $T$  é o período total.

#### 3.3.5.2 Perdas no estado *desligado*

As perdas no período *desligado* são dadas por:

$$P_{OFF} = V_{DS(max)} I_{DSS} \frac{t_{OFF}}{T} \quad 3.14$$

#### 3.3.5.3 Perdas na ligação da chave

A perda de energia no MOSFET quando a chave passa de *desligado* para *ligado* é dada por:

$$W_{\text{ON}} = \frac{V_{\text{DS(max)}} I_{\text{D}} t_{\text{r}}}{6} \quad 3.15$$

onde  $t_{\text{r}}$  é o tempo de subida da corrente de dreno ( $I_{\text{D}}$ ).

### 3.3.5.4 Perdas no desligamento da chave

A perda de energia quando a chave passa de *ligado* para *desligado* é dada por:

$$W_{\text{OFF}} = \frac{V_{\text{DS(max)}} I_{\text{D}} t_{\text{f}}}{6} \quad 3.16$$

onde  $t_{\text{f}}$  é o tempo de descida da corrente de dreno ( $I_{\text{D}}$ ).

### 3.3.5.5 Perdas de potência por chaveamento

A perda de potência por chaveamento é:

$$P_{\text{SW}} = (W_{\text{ON}} + W_{\text{OFF}}) \cdot f \quad 3.17$$

onde  $f$  é a frequência de chaveamento.

### 3.3.5.6 Perda total de potência no MOSFET

$$P_{\text{T}} = P_{\text{ON}} + P_{\text{OFF}} + P_{\text{SW}} \quad 3.18$$

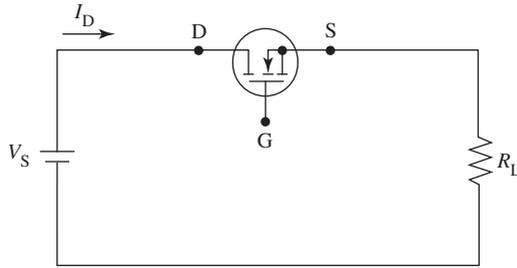
É importante ressaltar que nas baixas frequências de chaveamento a perda total de potência em um MOSFET é mais alta do que em um BJT por causa da perda na condução maior no MOSFET. Entretanto, à medida que a frequência cresce, as perdas por chaveamento do BJT aumentam mais do que as do MOSFET. Portanto, para aplicações em altas frequências é desejável o uso do MOSFET.

## Exemplo 3.6

Na Figura 3.15, a fonte de tensão DC  $V_{\text{S}} = 120 \text{ V}$  e a resistência de carga  $R_{\text{L}} = 10 \text{ } \Omega$ . Os parâmetros do MOSFET são  $t_{\text{r}} = 1,5 \text{ } \mu\text{s}$  e  $R_{\text{DS(ON)}} = 0,1 \text{ } \Omega$ . Se o ciclo de trabalho for igual a  $d = 0,6$  e a frequência de chaveamento for igual a 25 kHz, determine:

- a perda de potência no estado *ligado*
- a perda de potência durante o tempo de ligação

Figura 3.15: Ver Exemplo 3.6.



### Solução

$$\begin{aligned} I_D &= V_S / \{R_L + R_{DS(ON)}\} \\ &= 120 / \{10 + 0,1\} \\ &= 11,9 \text{ A} \end{aligned}$$

a) período de chaveamento

$$T = 1/f = 1/25\text{k} = 40 \mu\text{s}$$

tempo *ligado*

$$t_{ON} = d \cdot T = 0,6 \cdot 40 = 24 \mu\text{s}$$

perda de energia durante o período *ligado*  $W_{ON} = I_D^2 R_{DS(ON)} \cdot t_{ON}$

$$= 12^2 \cdot 0,1 \cdot 24 (10^{-6})$$

$$= 345,6 \mu\text{J}$$

perda de potência durante o período *ligado*  $P_{ON} = W_{ON} \cdot f$

$$= 345,6 (10^{-6}) \cdot 2 (10^3)$$

$$= 8,6 \text{ W}$$

b) perda de energia durante o tempo de ligação  $W_{ON} = \frac{120 \cdot 12}{6} 1,5 \cdot 10^{-6} = 360 \mu\text{J}$

perda de potência durante o tempo de ligação  $P_{ON} = W_{ON} \cdot f$

$$= 360 (10^{-6}) \cdot 25 (10^3) = 0,9 \text{ W}$$

### Exemplo 3.7

Um MOSFET tem os seguintes parâmetros:  $I_{DSS} = 2 \text{ mA}$ ,  $R_{DS(ON)} = 0,3 \Omega$ , ciclo de trabalho  $d = 50\%$ ,  $I_D = 6 \text{ A}$ ,  $V_{DS} = 100 \text{ V}$ ,  $t_r = 100 \text{ ns}$  e  $t_f = 200 \text{ ns}$ . Se a frequência de chaveamento for de  $40 \text{ kHz}$ , determine a perda total de potência.

**Solução**

$$T = 1/f = 1/40 (10^3) = 25 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{ON}} = t_{\text{OFF}} = 12,5 \mu\text{s}$$

$$P_{\text{ON}} = \frac{6^2 \cdot 0,3 \cdot 12,5 (10^{-6})}{25 (10^{-6})} = 5,4 \text{ W}$$

$$P_{\text{OFF}} = \frac{100 \cdot 2 (10^{-3}) \cdot 12,5 (10^{-6})}{25 (10^{-6})} = 0,1 \text{ W}$$

$$P_{\text{SW(ON)}} = \frac{100 \cdot 6 \cdot 100 (10^{-9})}{6} \cdot 40 (10^3) = 0,4 \text{ W}$$

$$P_{\text{SW(OFF)}} = \frac{100 \cdot 6 \cdot 200 (10^{-9})}{6} \cdot 40 (10^3) = 0,8 \text{ W}$$

$$P_{\text{T}} = 5,4 + 0,1 + 0,4 + 0,8 = 6,7 \text{ W}$$

**Exemplo 3.8**

Repita o Exemplo 3.7 para uma frequência de chaveamento de 100 kHz.

**Solução**

$$T = 1/f = 1/100 (10^3) = 10 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{ON}} = t_{\text{OFF}} = 5 \mu\text{s} \text{ (uma vez que o ciclo de trabalho ainda é de 50\%)}$$

$P_{\text{ON}}$  e  $P_{\text{OFF}}$  são independentes da frequência. Portanto, permanecem os mesmos.

$$P_{\text{SW(ON)}} = \frac{100 \cdot 6 \cdot 100 (10^{-9})}{6} \cdot 100 (10^3) = 1,0 \text{ W}$$

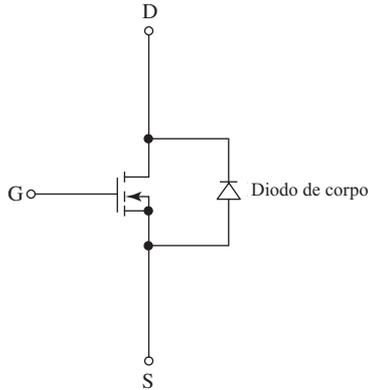
$$P_{\text{SW(OFF)}} = \frac{100 \cdot 6 \cdot 200 (10^{-9})}{6} \cdot 100 (10^3) = 2,0 \text{ W}$$

$$P_{\text{T}} = 5,4 + 0,1 + 1,0 + 2,0 = 8,5 \text{ W (27\% maior do que o obtido no Exemplo 3.7)}$$

**3.3.6 Diodo interno de um MOSFET de potência**

Quando houver inversão na polarização da fonte (quando ela for positiva em relação ao dreno), o MOSFET não pode bloquear a tensão. Isso significa que ele não tem capacidade para bloqueio de tensões inversas. O fato se deve ao diodo intrínseco antiparalelo existente em sua estrutura. Esse diodo fornece um caminho interno direto para que a corrente passe na direção inversa (da fonte para o dreno) através da junção, que se torna diretamente polarizada. Denominado *diodo de corpo* e mostrado na Figura 3.16, ele é muito útil para a maioria das aplicações de chaveamento, uma vez que fornece um caminho de retorno para a corrente.

Figura 3.16: Diodo de corpo.



### 3.3.7 Proteção do MOSFET

Um MOSFET, como todos os dispositivos semicondutores, deve ser protegido contra sobretensões, sobrecorrentes e transitórios. Essa proteção ocorre quando há anulação da tensão da porta, o que desliga o dispositivo. Na realidade, os MOSFETs trazem, embutidos, sensores internos de corrente e de temperatura e circuitos de acionamento de porta, os quais anulam o efeito da tensão da porta em caso de ocorrência de sobrecorrentes ou de transitórios.

#### 3.3.7.1 Sobretensões

As sobretensões não afetam o MOSFET ligado, uma vez que o dispositivo atua como um curto. Entretanto, no estado *desligado*, a sobretensão nos terminais dreno-fonte e através da porta-fonte afetam-no diretamente.

No estado *desligado*, o MOSFET operará na região ativa se  $V_{DS}$  exceder  $BV_{DSS}$ . Nessa região, a tensão ( $V_{DS}$ ) e a corrente ( $I_D$ ) podem ser simultaneamente altas e a perda de potência associada  $V_{DS} \cdot I_D$  pode danificar o MOSFET. Essa situação é facilmente contornada. Basta certificar-se de que a tensão da fonte de alimentação é menor do que a tensão de ruptura do MOSFET. A proteção contra sobretensões externas é realizada com a ligação de um resistor não-linear, denominado *varistor*, em paralelo com o MOSFET. No caso de uma sobretensão próxima do valor de  $BV_{DSS}$  no MOSFET, a resistência do varistor diminuirá e oferecerá um caminho para o fluxo de corrente.

#### 3.3.7.2 Sobrecorrentes

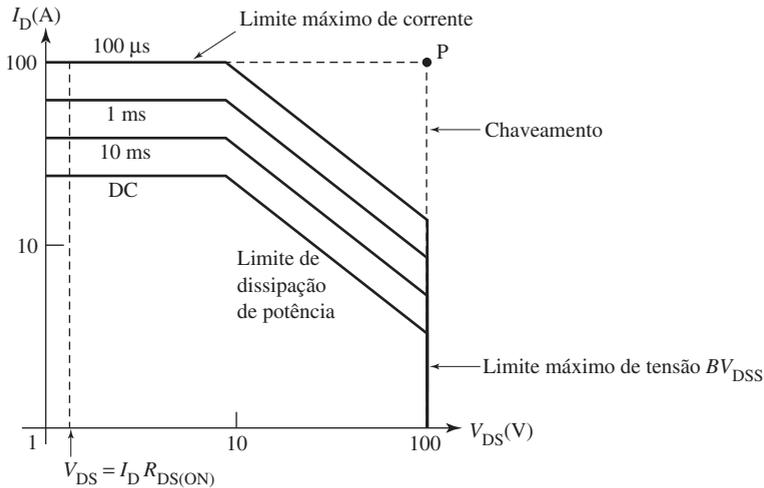
Uma sobrecorrente em um MOSFET de potência fará com que a temperatura de junção exceda seu valor normal de 150°C. Esse superaquecimento poderá danificar o MOSFET. Um modo simples de protegê-lo é assegurar-se de que o fluxo de corrente nunca exceda 75% do valor nominal. Esse método propicia um fator de segurança de cerca de 25% se a tensão da fonte aumentar ou se a impedância da carga diminuir. Alguns fabricantes usam sensores de corrente embutidos no dispositivo. Uma sobrecorrente que resulte em um aumento de temperatura pode ser sentida.

E, se a temperatura exceder um nível predeterminado, o MOSFET poderá ser desligado, anulando-se o sinal da porta.

### 3.3.8 Área de operação segura (SOA)

A área de operação segura (SOA) mostra os limites operacionais do MOSFET. As especificações dos fabricantes fornecem a corrente máxima permitida de dreno ( $I_{D(max)}$ ) que o dispositivo pode suportar. A dissipação de potência deve ser limitada de tal modo que a temperatura de junção  $T_j$  não exceda seu valor máximo permitido de  $150^\circ\text{C}$ . O limite máximo de tensão de dreno-fonte também define o limite de operação aceitável. Uma SOA típica é mostrada na Figura 3.17. Os limites de potência e de corrente são maiores para operação pulsada do que em DC. Esses limites também dependem da duração do pulso, como assinala a figura. Quanto menor o tempo de condução, maior a dissipação de potência permitida. Para uma duração de pulso breve o suficiente é até mesmo possível operar no ponto  $P$ , no qual os valores máximos de  $V_{DS}$  e  $I_D$  ocorrem simultaneamente. Não há nenhum fenômeno secundário de disparo em MOSFETs de potência, e por isso eles podem suportar, a um só tempo, aplicações com correntes e tensões altas sem passar pelo risco de danificação completa.

Figura 3.17: Área de operação segura (SOA).



### 3.3.9 MOSFETs em série e em paralelo

Ainda não existem MOSFETs com altos valores nominais de potência. Portanto, para aumentar seus valores nominais de tensão e de corrente é preciso ligá-los em série ou em paralelo.

### 3.3.9.1 MOSFETs em série

Existem MOSFETs com tensões nominais da ordem de até 1200 V. Entretanto, se a tensão nominal de um MOSFET isolado for mais baixa do que a fonte de tensão, pode-se ligar dois ou mais MOSFETs em série para suportar essa tensão mais alta. Pode-se usar um resistor ligado em paralelo para compartilhar a tensão por igual.

### 3.3.9.2 MOSFETs em paralelo

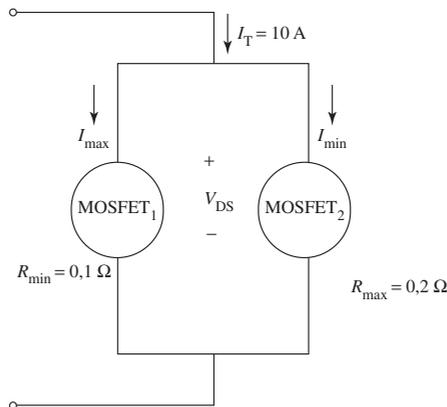
Os MOSFETs podem ser ligados em paralelo para compartilhar a corrente de carga, caso a corrente nominal de um deles seja inferior ao solicitado pela carga. Os MOSFETs ligados em paralelo compartilham igualmente a corrente por causa do coeficiente positivo de temperatura de  $R_{DS(ON)}$ . Portanto, não há necessidade de resistores compartilhando a corrente em série.

Se dois MOSFETs forem ligados em paralelo, o dispositivo que tiver resistência mais baixa  $R_{DS(ON)}$  tentará puxar mais corrente do que o outro. Uma vez que  $P = I_D^2 R_{DS(ON)}$ , o dispositivo que estiver conduzindo a corrente maior dissipará mais potência, elevando a temperatura de junção e, por sua vez, aumentando a resistência no estado *ligado*  $R_{DS(ON)}$ , a qual limitará a corrente. Essa característica autolimitadora impinge aos dois MOSFETs uma distribuição de corrente igualitária.

### Exemplo 3.9

Na Figura 3.18, determine a potência dissipada em cada um dos MOSFETs.

Figura 3.18: Ver Exemplo 3.9.



### Solução

Usando a regra do divisor de corrente,

$$I_{\max} = \frac{R_{\max}}{R_{\min} + R_{\max}} I_T$$

Substituindo os valores dados,

$$I_{\max} = \frac{0,2}{0,3} \cdot 10 = 6,67 \text{ A}$$

$$I_{\min} = 10 - 6,67 = 3,33 \text{ A}$$

$$P_1 = I_{\max}^2 \cdot R_{\min} = 6,67^2 \cdot 0,1 = 4,45 \text{ W}$$

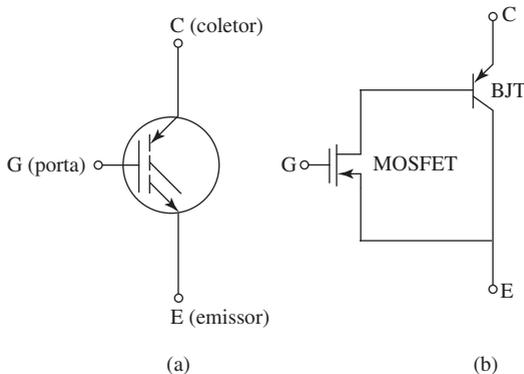
$$P_2 = I_{\min}^2 \cdot R_{\max} = 3,33^2 \cdot 0,2 = 2,22 \text{ W}$$

### 3.4 Transistores bipolares de porta isolada (IGBTs)

O transistor bipolar de porta isolada (IGBT) mescla as características de baixa queda de tensão no estado *ligado* do BJT com as excelentes características de chaveamento, um circuito de acionamento da porta bem simples e a alta impedância de entrada do MOSFET. Existem IGBTs com valores nominais de corrente e de tensão bem além daqueles normalmente encontrados para MOSFETs de potência. O POWEREX IGBT CM 1000HA-28H, por exemplo, tem valores nominais de tensão igual a 1400 V e de corrente igual a 1000 A. Os IGBTs estão substituindo os MOSFETs em aplicações de alta tensão, nas quais as perdas na condução precisam ser mantidas em valores baixos. Embora as velocidades de chaveamento dos IGBTs sejam maiores (até 50 kHz) do que as dos BJTs, são menores do que as dos MOSFETs. Portanto, as frequências máximas de chaveamento possíveis com IGBT ficam entre as dos BJTs e as dos MOSFETs. Ao contrário do que ocorre no MOSFET, o IGBT não tem qualquer diodo reverso interno. Assim, sua capacidade de bloqueio para tensões inversas é muito ruim. A tensão inversa máxima que ele pode suportar é de menos de 10 V.

A Figura 3.19 mostra o símbolo de um IGBT canal N e seu equivalente, composto por um MOSFET e por um BJT. O IGBT tem três terminais: a porta, o coletor e o emissor.

Figura 3.19: a) o IGBT; b) equivalente MOSFET-BJT.



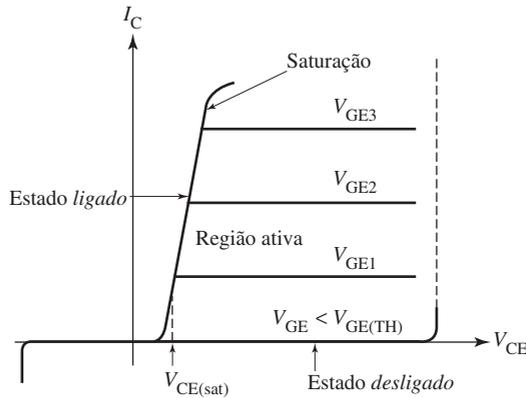
### 3.4.1 Princípios de operação

A operação do IGBT é muito similar à dos MOSFETs de potência. Para colocá-lo no estado *ligado*, basta polarizar positivamente o terminal coletor (C), em relação ao terminal emissor (E). Uma tensão positiva  $V_G$  aplicada na porta fará o dispositivo passar para o estado *ligado* quando a tensão na porta exceder a tensão de limiar ( $V_{GE(TH)}$ ). O IGBT passará para o estado *desligado* no momento em que houver a anulação do sinal de tensão do terminal de porta.

### 3.4.2 Curva característica de tensão-corrente do IGBT

A curva característica V-I mostrada na Figura 3.20 é uma plotagem da corrente de coletor ( $I_C$ ) versus a tensão coletor-emissor ( $V_{CE}$ ). Quando não houver tensão aplicada na porta, o IGBT estará no estado *desligado*, no qual a corrente ( $I_C$ ) é igual a zero e a tensão que passa através da chave é igual à tensão da fonte. Se a tensão  $V_G > V_{GE(TH)}$  for aplicada na porta, o dispositivo passará para o estado *ligado* e permitirá a passagem da corrente  $I_C$ . Essa corrente é limitada pela tensão da fonte e pela resistência de carga. No estado *ligado*, a tensão através da chave cai a zero.

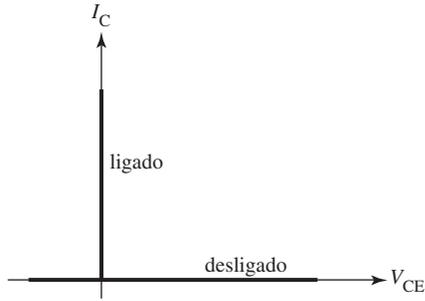
Figura 3.20: Curva característica de um IGBT.



### 3.4.3 Curva característica ideal do IGBT

Os terminais de um IGBT ideal, no estado *ligado*, não apresentam tensão, enquanto a corrente é determinada por  $I_C = V_s/R_L$ . Quando no estado *desligado*, o IGBT pode bloquear qualquer tensão positiva ou negativa. A Figura 3.21 mostra a curva característica ideal do IGBT.

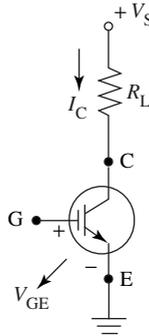
Figura 3.21: Curva característica ideal do IGBT.



### Exemplo 3.10

Na Figura 3.22, a fonte de tensão é de 220 V e a resistência de carga é igual a 5  $\Omega$ . O IGBT é operado na frequência de 1 kHz. Determine, para o pulso, o tempo no estado *ligado*, caso a potência requerida seja de 5 kW.

Figura 3.22: Ver Exemplo 3.10.



### Solução

$$T = 1/f = 1 \text{ ms}$$

$$V_{L(\text{avg})} = \frac{V_S t_{\text{ON}}}{T}$$

$$P_L = \frac{V_{L(\text{avg})}^2}{R_L}$$

Portanto,

$$P_L = \frac{V_S^2 t_{\text{ON}}}{R_L T}$$

$$t_{\text{ON}} = \frac{P_L R_L T}{V_S^2} = \frac{5000 \cdot 5 \cdot 1 (10^{-3})}{220^2} = 0,52 \text{ ms}$$

### 3.4.4 Perdas no IGBT

A perda de energia no IGBT durante o tempo de ligação é dada por:

$$W_{\text{ON}} = \frac{V_{\text{CE(max)}} I_{\text{C(max)}} t_{\text{ON}}}{6} \quad 3.19$$

A potência média dissipada em virtude do tempo de ligação é:

$$P_{\text{ON}} = W_{\text{ON}} \cdot f_{\text{SW}} \quad 3.20$$

onde  $f_{\text{SW}}$  é a frequência de chaveamento do IGBT.

A perda de energia durante o tempo de desligamento ( $t_{\text{OFF}}$ ) é a mesma daquele do tempo de ligação e é dada por:

$$W_{\text{OFF}} = \frac{V_{\text{CE(max)}} I_{\text{C(max)}} t_{\text{OFF}}}{6} \quad 3.21$$

### Exemplo 3.11

Na Figura 3.22,  $V_S = 220 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \ \Omega$ ,  $f_{\text{SW}} = 1 \text{ kHz}$  e  $d = 0,6$ . Se o IGBT tiver os seguintes dados:

$$t_{\text{ON}} = 2,5 \ \mu\text{s}, \quad t_{\text{OFF}} = 1 \ \mu\text{s} \quad \text{e} \quad V_{\text{CE(sat)}} = 2,0 \text{ V},$$

determine:

- a corrente média na carga
- as perdas na condução
- as perdas de potência durante o tempo de ligação
- as perdas de potência durante o tempo de desligamento

### Solução

$$a) \quad I_{\text{C(max)}} = \frac{V_S - V_{\text{CE(sat)}}}{R_L} = \frac{220 - 2}{10} = 21,8 \text{ A}$$

$$I_{\text{C(av)}} = d \cdot I_{\text{C(max)}} = 0,6 \cdot 21,8 = 13,08 \text{ A}$$

$$\begin{aligned} b) \text{ perdas na condução} &= V_{\text{CE(sat)}} \cdot I_{\text{C(av)}} \\ &= 2 \cdot 13,08 \\ &= 26,16 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{c) perdas de potência durante o tempo de ligação} &= \frac{V_{CE(\max)} \cdot I_{C(\max)} \cdot t_{ON}}{6} \cdot f_{SW} \\
 &= \frac{220 \cdot 21,8 \cdot 2,5 (10^{-6})}{6} \cdot 10^3 \\
 &= 2 \text{ W}
 \end{aligned}$$

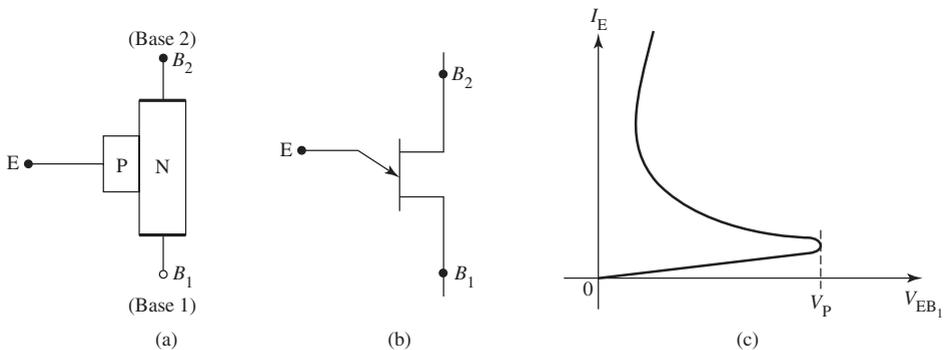
d) perdas de potência durante o tempo de desligamento

$$\begin{aligned}
 &= \frac{V_{CE(\max)} \cdot I_{C(\max)} \cdot t_{OFF}}{6} \cdot f_{SW} \\
 &= \frac{220 \cdot 21,8 \cdot 1 (10^{-6})}{6} \cdot 10^3 \\
 &= 0,8 \text{ W}
 \end{aligned}$$

### 3.5 Transistores de unijunção (UJTs)

O transistor de unijunção (*unijunction transistors* – UJT) é um dispositivo com três terminais. Um deles é o emissor (E) e os demais, as duas bases: a base um ( $B_1$ ) e a base dois ( $B_2$ ). O emissor é feito de material do tipo P, enquanto o corpo principal é feito de material do tipo N. Portanto, existe uma junção PN entre o emissor e o corpo do dispositivo. O UJT é usado para gerar pulsos de acionamento para dispositivos maiores, como retificadores controlados de silício (*silicon controlled rectifiers* – SCRs) e triacs. A Figura 3.23 mostra a estrutura, o símbolo esquemático e as curvas características do UJT. Seus terminais de controle são também terminais de potência. O terminal  $B_2$  é usado para polarização.

**Figura 3.23:** O UJT: a) estrutura; b) símbolo esquemático; c) curva característica.



Sem polarização de emissor no terminal E,  $V_{EB1} = 0$  e o UJT tem uma certa resistência interna entre  $B_2$  e  $B_1$ . Essa resistência é denominada *resistência interbase* ( $R_B$ ).

e, à temperatura de 25 °C, tem um valor na ordem de quiloohms. É composta por duas resistências  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$  (ver Figura 3.24). A relação de  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$  é denominada *relação de standoff*  $\eta$  porque é o valor dessa relação que determina a polarização inversa experimentada pela junção equivalente do diodo PN.

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_B} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad 3.22$$

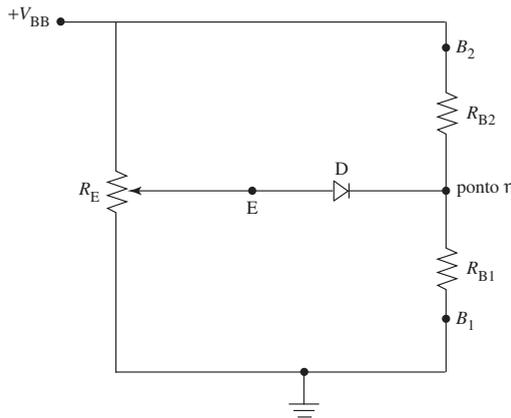
O valor de  $\eta$  fica entre 0,5 e 0,8. O valor típico para a maioria dos UJTs é de 0,6.

### 3.5.1 Polarização de um UJT

A Figura 3.24 mostra como o UJT é normalmente polarizado. Seus terminais  $B_2$  e  $B_1$  são polarizados positivamente com a fonte  $V_{BB}$ , e as resistências  $R_{B2}$  e  $R_{B1}$  atuam como divisor de tensão, de tal modo que no ponto  $\eta$  ela seja:

$$V_{RB1} = \eta V_{BB} \quad 3.23$$

Figura 3.24: A polarização de um UJT.



Portanto, para polarizar o diodo diretamente e passar o UJT para o estado *ligado*, a tensão de emissor  $V_E$  deve ser maior do que o valor denominado *tensão de pico* ( $V_p$ ), que é dado por:

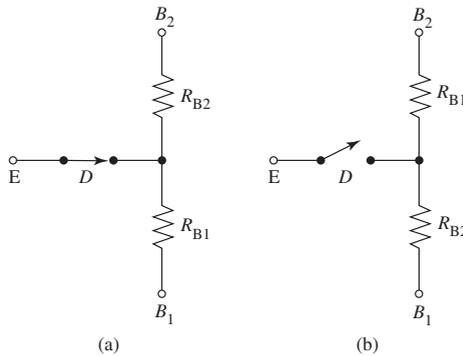
$$V_p = V_b + \eta V_{BB} \quad 3.24$$

onde  $V_b$  é a barreira de potencial da junção PN (0,7 V para o silício). Depois de passado para o estado *ligado*, o UJT atua como um diodo diretamente polarizado e a resistência  $R_{B1}$  cai para um valor muito baixo, quase igual a zero. Já  $R_{B2}$  não é

afetada, permanecendo com seu valor original, correspondente ao estado *desligado*. A Figura 3.25a mostra o circuito equivalente do UJT quando no estado *ligado*.

Se  $V_E$  for menor do que  $V_p$ , o emissor estará inversamente polarizado, o UJT passará para o estado *desligado* e somente fluirá uma pequena corrente de fuga inversa. A Figura 3.25b mostra o circuito equivalente do UJT no estado *desligado*.

Figura 3.25: Circuitos equivalentes do UJT: a) ligado; b) desligado.



### 3.5.2 Teste de um UJT

O circuito equivalente de um UJT (Figura 3.25), composto de um diodo e dois resistores, pode ser utilizado para mostrar como fazer o teste de um UJT com o ohmímetro. É preciso verificar cinco resistências durante o teste, sendo elas:

1.  $B_1$  para  $B_2$  ( $R_B$ ).
2. E para  $B_1$  com D diretamente polarizado ( $R_{B1F}$ ).
3. E para  $B_1$  com D inversamente polarizado ( $R_{B1R}$ ).
4. E para  $B_2$  com D diretamente polarizado ( $R_{B2F}$ ).
5. E para  $B_2$  com D inversamente polarizado ( $R_{B2R}$ ).

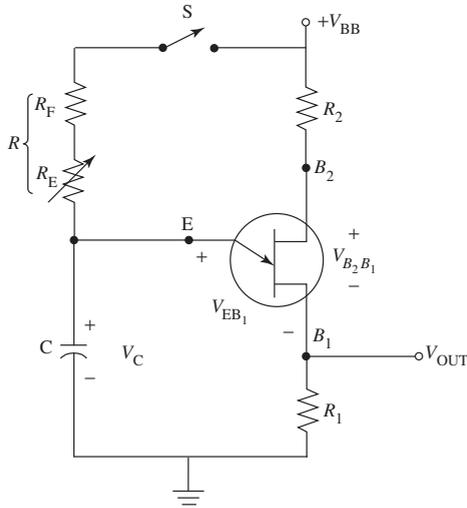
$R_{B1R}$  e  $R_{B2R}$  devem ter valores bem grandes quando comparadas às três outras resistências.  $R_B$  é a mesma em ambas as direções; é a terceira maior resistência (cerca de 5 a 10 k $\Omega$  para a maioria dos UJTs).  $R_{B1F}$  e  $R_{B2F}$  têm valores menores. Elas variam muito, uma vez que a resistência do diodo diretamente polarizado depende da corrente que passa por ele. Supondo-se um fluxo igual de corrente,  $R_{B2F}$  tem um valor de cerca de 20% mais baixo do que  $R_{B1F}$ .

### 3.5.3 O uso de um UJT para disparar um tiristor

O UJT é o dispositivo ideal para utilização em osciladores de relaxamento, usados para disparo de um SCR. A Figura 3.26 mostra esse circuito oscilador usando

um UJT. Quando a chave for fechada, o capacitor  $C$  começará a carregar, através do resistor  $R$ , a uma velocidade que depende da constante de tempo  $T = RC$ . Quando a tensão do capacitor ( $V_C = V_E$ ) alcançar a tensão de pico  $V_P$ , o UJT será disparado. É como se fosse colocada uma resistência baixa em paralelo com  $C$ , o que resulta na descarga do capacitor de maneira muito rápida, através de  $R_1$ . Isso faz com que o UJT passe para o estado *desligado* e que o  $C$  comece a carregar novamente, para a repetição do ciclo.

**Figura 3.26:** Circuito com UJT para disparo de um tiristor.



O surto de corrente pode ser usado para acionar um tiristor ou para ligar um transistor. A frequência de oscilação é dada, aproximadamente, por:

$$f = 1/T \quad 3.25$$

onde  $T$ , que é o tempo necessário para o UJT passar ao estado *ligado*, é dado por:

$$T = RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \approx RC \quad 3.26$$

### Exemplo 3.12

Uma fonte de 15 V é ligada em  $B_2$ - $B_1$ . Se  $\eta = 0,6$ , determine a tensão de emissor necessária para ligar o UJT.

#### Solução

A tensão em  $R_{B1}$  é

$$V_{RB1} = 0,6 \cdot 15 = 9 \text{ V}$$

Portanto, a tensão no ponto  $\eta$  é de 9 V com relação à terra. Isso faz com que o cátodo do silício fique com +9 V. São necessários cerca de 0,7 V para polarizar diretamente e passar o diodo para o estado *ligado*. Portanto, a tensão de emissor deve ser maior do que  $V_p = 0,7 + 9 = 9,7$  V para disparar o UJT. Observe que, se a tensão de emissor for menor do que 9,7 V, irá polarizar o dispositivo inversamente, e por ele passará somente uma pequena corrente de fuga inversa.

### Exemplo 3.13

Na Figura 3.26,  $V_{BB} = 15$  V,  $R = 45$  k $\Omega$ ,  $C = 0,1$   $\mu$ F,  $R_2 = 270$   $\Omega$ ,  $R_1 = 90$   $\Omega$ ,  $\eta = 0,6$  e o dispositivo é de silício.

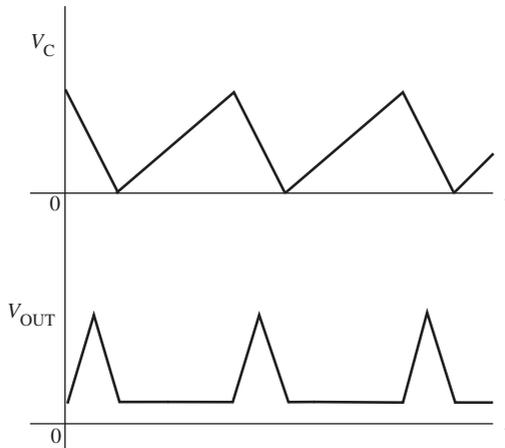
- Desenhe a forma de onda de saída.
- Determine a frequência.

### Solução

a) O circuito divisor de tensão de  $R_2$ ,  $R_1$  e as resistências  $R_{B2}$  e  $R_{B1}$  do UJT resultam no valor  $0,6 \cdot 15 = 9$  V no ponto  $\eta$  do UJT. Quando o capacitor carrega a um nível de tensão maior do que 9,7 V, o UJT passa ao estado *ligado*. É como se colocássemos a resistência  $R_1$  em paralelo com  $C$ . Com isso,  $C$  descarrega com rapidez, fazendo com que o UJT passe ao estado *desligado*. Em seguida,  $C$  começa a carregar novamente e o ciclo se repete. A tensão nos terminais do capacitor  $V_C$  é mostrada na Figura 3.27. A forma de onda dente-de-serra decorre do carregamento relativamente lento e da descarga rápida do capacitor. Durante essa descarga rápida, a corrente que passa por  $R_1$ , que é grande, provoca um pico de tensão na saída  $V_{OUT}$ , como mostra a Figura 3.27.

$$b) f = \frac{1}{RC} = \frac{1}{45(10^3) \cdot 0,1(10^{-6})} = 222 \text{ Hz}$$

Figura 3.27: Forma de onda de saída.



### 3.6 Problemas

- 3.1** Faça uma lista dos terminais de um transistor bipolar de junção.
- 3.2** Descreva como as junções base-emissor e coletor-base devem ser polarizadas para um BJT passar ao estado *ligado*.
- 3.3** Descreva como as junções base-emissor e coletor-base devem ser polarizadas para um BJT passar ao estado *desligado*.
- 3.4** Qual terminal fica com a tensão mais negativa em um transistor PNP?
- 3.5** Dentre os terminais de um BJT, quais são os dois que atuam como contatos de uma chave?
- 3.6** Dentre os terminais de um MOSFET, quais os dois que atuam como contatos de uma chave?
- 3.7** Dentre os terminais de um UJT, quais os dois que atuam como terminais de controle?
- 3.8** Para que é usado o terminal  $B_2$  em um UJT?
- 3.9** Na Figura 3.4,  $V_{CC} = 200 \text{ V}$ ,  $R_C = 20 \ \Omega$ ,  $\beta = 20$ ,  $V_{CE(sat)} = 1,0 \text{ V}$  e  $V_{BE(sat)} = 1,2 \text{ V}$ . Determine:  
 a) o valor mínimo de  $I_b$  necessário para assegurar o estado *ligado* saturado  
 b) a perda de potência no estado *ligado* do transistor
- 3.10** Na Figura 3.4,  $V_{CC} = 200 \text{ V}$  e  $R_C = 20 \ \Omega$ . O BJT passa para o estado *ligado* e para o *desligado* com a frequência de 5 kHz,  $t_{SW(ON)} = 1 \ \mu\text{s}$  e  $t_{SW(OFF)} = 1,5 \ \mu\text{s}$ . Determine as perdas de potência por chaveamento.
- 3.11** Uma chave BJT controla potência DC para um carga resistiva de  $5 \ \Omega$ . A fonte de tensão DC  $V_S = 120 \text{ V}$ ,  $V_{CE(sat)} = 1,2 \text{ V}$ ,  $V_{BE(sat)} = 1,5 \text{ V}$ , a resistência de base é de  $1,5 \ \Omega$  e a tensão de polarização de base  $V_{BB} = 5 \text{ V}$ . Se a frequência for de 5 kHz com  $t_{SW(ON)} = 1 \ \mu\text{s}$  e  $t_{SW(OFF)} = 1,5 \ \mu\text{s}$ , determine:  
 a)  $\beta$   
 b) a perda de potência no BJT
- 3.12** Uma chave BJT controla a potência DC para um carga resistiva de  $5 \ \Omega$ . Se a fonte de tensão DC  $V_S = 120 \text{ V}$ ,  $V_{CE(sat)} = 1,2 \text{ V}$  e o tempo de ligação for de  $1 \ \mu\text{s}$ , determine:  
 a) as perdas do BJT no estado *ligado*  
 b) a perda de energia no BJT durante o tempo de ligação da chave
- 3.13** Na Figura 3.4,  $V_{CC} = 200 \text{ V}$ ,  $R_C = 20 \ \Omega$ ,  $R_B = 5 \ \Omega$ ,  $\beta = 30$  e  $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$  quando a chave está ligada. Determine a tensão mínima de entrada necessária para ligar a chave.
- 3.14** Na Figura 3.4,  $V_{CC} = 300 \text{ V}$  e  $R_C = 20 \ \Omega$ . O BJT é passado para o estado *ligado* e *desligado* com uma frequência de 2 kHz, sendo  $t_{SW(ON)} = 10 \ \mu\text{s}$ ,  $t_{SW(OFF)} = 1,2 \ \mu\text{s}$  e  $V_{CE(sat)} = 1,6 \text{ V}$ . Determine as perdas totais de potência por chaveamento.

**3.15** Uma chave MOSFET controla a potência para uma carga resistiva de  $5 \Omega$ . A fonte de tensão DC  $V_S = 120 \text{ V}$ ,  $R_{DS(ON)} = 0,1 \Omega$ , a frequência de chaveamento é de  $25 \text{ kHz}$ ,  $t_{ON} = 150 \text{ ns}$  e o ciclo de trabalho é igual a  $0,6$ . Determine:

- a perda de energia durante o estado *ligado*
- a perda de potência na chave no estado *ligado*

**3.16** Uma chave IGBT controla a potência para uma carga resistiva de  $15 \Omega$ . A fonte de tensão DC  $V_S = 440 \text{ V}$ ,  $V_{CE(sat)} = 1,5 \text{ V}$ , a frequência de chaveamento é de  $2 \text{ kHz}$ ,  $t_{ON} = 20 \text{ ns}$  e o ciclo de trabalho é igual a  $0,6$ . Determine:

- o valor nominal mínimo de corrente do IGBT
- a perda de potência no estado *ligado*
- a perda de potência na ligação da chave

### 3.7 Equações

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad 3.1$$

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} \approx \frac{V_{CC}}{R_C} \quad 3.2$$

$$I_B = \frac{I_{C(sat)}}{\beta} = \frac{V_{CC}}{\beta R_C} \quad 3.3$$

$$P_{ON} \approx V_{CE(sat)} I_C \quad 3.4$$

$$P_{OFF} = V_{CE} \cdot I_C \approx V_{CC} \cdot I_{leakage} \quad 3.5$$

$$W_{(SW-ON)} = \frac{V_{CC} I_{C(max)}}{6} t_r \quad 3.6$$

$$W_{SW(OFF)} = \frac{V_{CC} I_{C(max)}}{6} t_f \quad 3.7$$

$$P_{T(avg)} = \{P_{ON} \cdot t_{ON} + P_{OFF} \cdot t_{OFF} + W_{(SW-ON)} + W_{(SW-OFF)}\} f \quad 3.8$$

$$h_{FE} = I_C / I_B \quad 3.9$$

$$\beta_{DP} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2$$

$$V_{DS(ON)} = R_{DS(ON)} I_D \quad 3.10$$

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH} \text{ e } V_{DS} > 0 \quad 3.11$$

$$V_{DS} \geq 0 \text{ e } V_{GS} < V_{TH} \quad 3.12$$

$$P_{ON} = I_D^2 R_{DS(ON)} \frac{t_{ON}}{T} \quad 3.13$$

$$P_{OFF} = V_{DS(max)} I_{DSS} \frac{t_{OFF}}{T} \quad 3.14$$

$$W_{\text{ON}} = \frac{V_{\text{DS(max)}} I_{\text{D}} t_{\text{r}}}{6} \quad 3.15$$

$$W_{\text{OFF}} = \frac{V_{\text{DS(max)}} I_{\text{D}} t_{\text{f}}}{6} \quad 3.16$$

$$P_{\text{SW}} = (W_{\text{ON}} + W_{\text{OFF}}) \cdot f \quad 3.17$$

$$P_{\text{T}} = P_{\text{ON}} + P_{\text{OFF}} + P_{\text{SW}} \quad 3.18$$

$$W_{\text{ON}} = \frac{V_{\text{CE(max)}} I_{\text{C(max)}} t_{\text{ON}}}{6} \quad 3.19$$

$$P_{\text{ON}} = W_{\text{ON}} \cdot f_{\text{SW}} \quad 3.20$$

$$W_{\text{OFF}} = \frac{V_{\text{CE(max)}} I_{\text{C(max)}} t_{\text{OFF}}}{6} \quad 3.21$$

$$\eta = \frac{R_{\text{B1}}}{R_{\text{B}}} = \frac{R_{\text{B1}}}{R_{\text{B1}} + R_{\text{B2}}} \quad 3.22$$

$$V_{\text{RB1}} = \eta V_{\text{BB}} \quad 3.23$$

$$V_{\text{p}} = V_{\text{b}} + \eta V_{\text{BB}} \quad 3.24$$

$$f = 1/T \quad 3.25$$

$$T = RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \approx RC \quad 3.26$$

# Dispositivos tiristores **4**

## Visão geral do capítulo

- 4.1** Introdução
- 4.2** O retificador controlado de silício (SCR)
  - 4.2.1** Descrição
  - 4.2.2** Modelo de SCR com dois transistores
- 4.3** Curvas características de um SCR
  - 4.3.1** Curva característica ideal
- 4.4** Teste dos SCRs
- 4.5** Valores nominais do SCR
  - 4.5.1** Subscritos para valores nominais dos SCRs
  - 4.5.2** Valores nominais de corrente do SCR
  - 4.5.3** Valores nominais de tensão do SCR
  - 4.5.4** Classificação dos SCRs de acordo com a frequência e a velocidade de chaveamento
  - 4.5.5** Valores nominais de taxa de variação dos SCRs
  - 4.5.6** Parâmetros de porta
- 4.6** Valor nominal da temperatura de junção
- 4.7** Aumento de valores nominais do SCR
- 4.8** Ligações de SCRs em série e em paralelo
  - 4.8.1** SCRs em série
  - 4.8.2** SCRs em paralelo
- 4.9** Perdas de potência
- 4.10** Proteção do SCR
  - 4.10.1** Proteção contra sobretensão

- 4.10.2** Proteção contra sobrecorrente
- 4.10.3** Valor nominal de  $I^2t$
- 4.11** Proteção do circuito de porta
- 4.12** Circuitos de acionamento de porta do SCR
  - 4.12.1** Sinais DC
  - 4.12.2** Sinais pulsados
  - 4.12.3** Sinais AC
- 4.13** Acionamento de SCRs em série e em paralelo
- 4.14** Circuitos de desligamento (comutação) de SCRs
  - 4.14.1** Capacitor de comutação
  - 4.14.2** Comutação por fonte externa
  - 4.14.3** Comutação por ressonância
  - 4.14.4** Comutação de linha AC
- 4.15** Outros tipos de tiristores
  - 4.15.1** Chave controlada de silício (SCS)
  - 4.15.2** Tiristor de desligamento por porta (GTO)
  - 4.15.3** Diac
  - 4.15.4** Triac
  - 4.15.5** Tiristor controlado MOS (MCT)
- 4.16** Problemas
- 4.17** Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- definir o termo tiristor;
- descrever a operação do retificador controlado de silício (SCR);
- interpretar a curva característica V-I de um SCR;
- definir alguns parâmetros elétricos importantes associados aos SCRs;
- explicar como se testa um SCR;
- fazer uma lista dos principais valores nominais dos SCRs;
- descrever como os SCRs podem ser ligados em série e em paralelo, para que seus valores nominais aumentem;
- fazer uma lista das perdas de potência dos SCRs;
- explicar como se deve proteger os SCRs;
- descrever as formas básicas dos circuitos de acionamento de porta dos SCRs;
- descrever alguns circuitos comuns de comutação do SCR;
- descrever a operação do GTO;

- descrever a operação do triac;
- descrever a operação dos dispositivos acionados por ruptura, como diacs e SCSs;
- descrever a operação do tiristor controlado MOS.

## 4.1 Introdução

Os tiristores são dispositivos semicondutores de potência com quatro camadas PNPN, usados como chaves eletrônicas. A principal vantagem que oferecem é converter e controlar grandes quantidades de potência em sistemas AC ou DC, utilizando apenas uma pequena potência para o controle. Este capítulo apresenta a família dos tiristores, que inclui o retificador controlado de silício (*silicon controlled rectifier* – SCR), o tiristor de desligamento por porta (*gate-turnoff thyristor* – GTO), o triac, o diac, a chave controlada de silício (*silicon controlled switch* – SCS) e o tiristor controlado MOS (*MOS-controlled thyristor* – MCT). Como o SCR é o membro mais importante da família, a ênfase recai sobre ele. Os SCRs são amplamente utilizados em aplicações como fontes de alimentação reguladas de potência, chaves estáticas, choppers, inversores, cicloconversores, aquecedores, fontes de iluminação e controladores de motores.

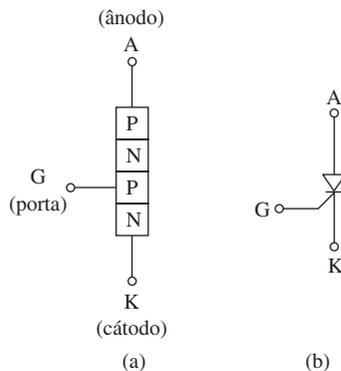
## 4.2 O retificador controlado de silício (SCR)

O *retificador controlado de silício* (SCR) é o controlador elétrico de potência com uso mais difundido. Isso se deve à sua ação de chaveamento rápido, ao seu pequeno porte e aos seus altos valores nominais de corrente e de tensão.

### 4.2.1 Descrição

A estrutura de um SCR é mostrada na Figura 4.1a, e seu símbolo elétrico, na Figura 4.1b. O SCR tem três terminais: o ânodo (A) e o cátodo (K) são os de potên-

**Figura 4.1:** O SCR: a) estrutura PNPN; b) símbolo.

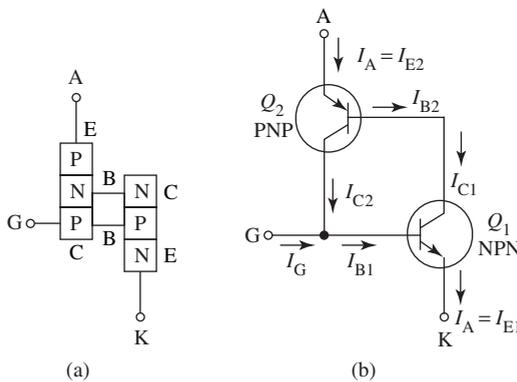


cia, enquanto a porta (G) é o de controle. Quando o SCR está diretamente polarizado, isto é, quando o ânodo é positivo em relação ao cátodo, uma tensão positiva na porta, com relação ao cátodo, passa o SCR para o estado *ligado*. Entretanto, não é a porta que desliga a corrente no SCR. Ela é desligada quando se interrompe a corrente do ânodo. De modo similar ao que ocorre com um diodo, o SCR bloqueia a corrente na direção inversa.

#### 4.2.2 Modelo de SCR com dois transistores

A explicação mais comumente aceita acerca da ação da realimentação positiva do SCR — que ocorre por ocasião de sua mudança de estado — pode ser ilustrada com o modelo de dois transistores, como mostra a Figura 4.2. Pode-se representar o SCR como dois transistores separados e complementares, um NPN ( $Q_1$ ) e outro PNP ( $Q_2$ ). O coletor de  $Q_1$  é a base de  $Q_2$ , e a base de  $Q_1$  é o coletor de  $Q_2$ . Uma tensão positiva na porta polariza diretamente a junção base-emissor do transistor  $Q_1$ , passando-o para o estado *ligado*. Isso possibilita a passagem de corrente através do coletor do NPN (base do PNP). Se o ânodo do SCR estiver positivo, a junção emissor-base do PNP estará diretamente polarizada, passando-o para o estado *ligado*. O transistor PNP suprirá o NPN com corrente de base depois de passar para o estado *ligado*. Esse processo regenerativo, denominado *disparo*, prossegue até que ambos os transistores entrem em saturação. A retirada da tensão de porta não fará com que o SCR passe para o estado *desligado*.  $Q_1$  supre  $Q_2$  com corrente de base, assim como  $Q_2$  supre  $Q_1$ . O SCR permanece no estado *ligado* até que sua corrente principal (a do ânodo para o cátodo) seja interrompida.

**Figura 4.2:** O modelo de SCR com dois transistores: a) analogia com transistores PNP-NPN; b) analogia do SCR com transistores.

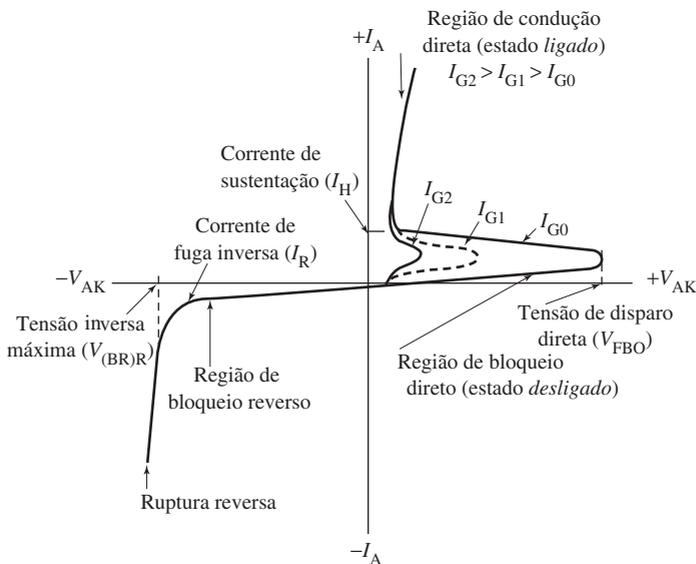


É importante observar que, para passar o tiristor ao estado *ligado*, é preciso que a porta receba um pulso positivo de pequena amplitude apenas por um curto espaço de tempo. Assim que o dispositivo tiver passado para o estado *ligado*, o sinal da porta não terá mais nenhuma finalidade e poderá ser removido.

### 4.3 Curvas características de um SCR

A curva característica volt-ampère de um SCR é mostrada na Figura 4.3. Quando o SCR estiver diretamente polarizado, uma pequena corrente direta denominada *corrente no estado desligado* flui pelo dispositivo. Essa região da curva é conhecida como região de bloqueio direto. Entretanto, se a polarização direta for aumentada até que a tensão do ânodo alcance um limite crítico denominado *tensão de disparo direta* ( $V_{FBO}$ ), o SCR passa para o estado *ligado*. A tensão no SCR cai então para um valor baixo — a *tensão no estado ligado* (1-3 V) — e a corrente aumenta no mesmo instante, limitada apenas pelos componentes em série com o SCR.

Figura 4.3: Curvas características de um SCR.



As três curvas características mostram que o valor de  $V_{FBO}$  pode ser controlado pelo nível da corrente de porta. Se a junção porta-cátodo estiver diretamente polarizada, o SCR passará para o estado *ligado* com uma tensão em um nível mais baixo de disparo do que com a porta aberta ( $I_G = 0$ ). À medida que a corrente de porta aumenta, a tensão de disparo diminui e as características do SCR ficam bem parecidas com as de um diodo comum. A única diferença nas três curvas está na região de bloqueio direto. A curva de  $I_G = 0$  mostra que o SCR pode passar para o estado *ligado* sem corrente de porta alguma. Esta, porém, não é uma característica desejável dos SCR. Na prática, o SCR deve passar para o estado *ligado* apenas com a aplicação de um sinal na porta. Com uma baixa corrente de porta ( $I_{G1}$ ), o SCR passa para o estado *ligado* com uma tensão direta de ânodo mais baixa. Com uma corrente de porta mais alta ( $I_{G2}$ ), o SCR dispara com uma tensão direta de ânodo mais baixa ainda.

A característica reversa é semelhante à do diodo de junção PN comum. Quando o SCR estiver inversamente polarizado (isto é, quando o ânodo estiver negativo em

relação ao cátodo), há uma pequena *corrente de fuga inversa* ( $I_R$ ). Se a tensão inversa for aumentada até alcançar a *tensão de ruptura inversa* ( $V_{(BR)R}$ ), a corrente inversa crescerá de modo intenso. E, caso não seja limitada a um valor seguro, poderá danificar por completo o dispositivo. Deve-se tomar cuidado com isso, de maneira que assegure que a tensão inversa máxima no SCR não exceda sua tensão de ruptura.

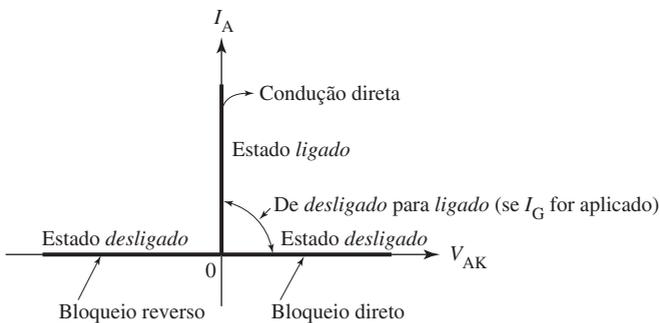
O SCR, na essência, atua como uma chave. Quando a tensão aplicada estiver abaixo do ponto de disparo, a chave estará no estado *desligado*. Quando a tensão aplicada alcançar o ponto de disparo, ou se um sinal positivo for aplicado na porta, ela passará para o estado *ligado*. O SCR permanecerá no estado *ligado* enquanto sua corrente de ânodo  $I_A$  ficar acima de um certo valor, denominado *corrente de sustentação* ( $I_H$ ).

A porta perderá o controle depois de o SCR passar para o estado *ligado*. Isso significa que o SCR permanecerá ligado mesmo que a corrente de porta seja reduzida a zero. O SCR somente passará para o estado *desligado* quando a tensão de alimentação for retirada ou quando a corrente de ânodo for reduzida a um nível abaixo da corrente de sustentação. Se a fonte for AC, o SCR ficará inversamente polarizado durante o semiciclo negativo. Portanto, passará para o estado *desligado* “naturalmente”.

### 4.3.1 Curva característica ideal

O SCR pode ser representado pela curva característica idealizada, como mostra a Figura 4.4. Ela tem três estados básicos de operação. O estado de *bloqueio direto* (*desligado*), o estado de *condução direta* (*ligado*) e o estado de *bloqueio reverso* (*desligado*). O sinal na porta chaveia o SCR do estado de bloqueio direto para o de condução direta. O SCR ideal se comporta como um diodo após ter passado para o estado *ligado*.

Figura 4.4: Curva característica idealizada de um SCR.

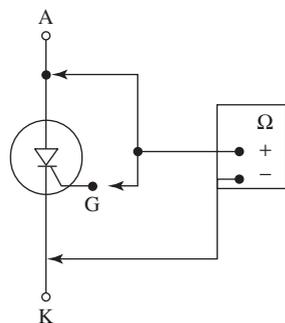


## 4.4 Teste dos SCRs

Pode-se testar o SCR com polarização direta. Aciona-se a porta com uma tensão e observa-se se ela permanece no estado *ligado* após essa tensão ter sido removida. Os SCRs pequenos, com correntes baixas de sustentação, podem ser testados com um multímetro digital.

A Figura 4.5 mostra como testar um SCR com um ohmímetro. É preciso ligar o terminal positivo do aparelho no ânodo e o negativo no cátodo. Isso polariza diretamente o SCR. Entretanto, o ohmímetro deve apresentar uma leitura muito alta, uma vez que o SCR está desligado. Em seguida, deve-se curto-circuitar a porta com o ânodo. Isso fornece o sinal de acionamento para a porta, e o SCR deve passar para o estado *ligado*. A resistência deve diminuir e manter-se baixa mesmo após o terminal da porta ter sido removido do ânodo. Durante o teste, o ânodo e o cátodo devem permanecer ligados ao ohmímetro.

Figura 4.5: Teste de um SCR com um ohmímetro.



Se o SCR passar para o estado *ligado* antes que a tensão de porta seja aplicada, ele estará em curto entre o ânodo e o cátodo. Se não passar para o estado *ligado* após a aplicação da tensão de porta, então estará aberto. Se estiver ligado durante o acionamento da porta mas passar para *desligado* no momento em que o terminal for removido, sua condição será duvidosa. A corrente fornecida pelo ohmímetro pode não ser suficiente para manter o SCR acima de seu nível de corrente de sustentação.

Polarize inversamente o SCR ao ligar o cátodo ao terminal positivo do ohmímetro e o ânodo ao negativo. O ohmímetro deve apresentar uma leitura infinita. Se a porta estiver em curto com o ânodo, ele também deve indicar infinito.

Deve-se tomar cuidado com esse método. Se a tensão aplicada pelo ohmímetro na junção porta-cátodo for muito alta, o dispositivo poderá ser danificado.

Os SCRs podem ser testados de modo mais confiável com o uso de um traçador de curvas. Essa medida fornecerá os valores exatos de certas tensões ou correntes. No caso de testes rápidos, porém, o ohmímetro pode ser utilizado sem problemas.

## 4.5 Valores nominais do SCR

Os valores nominais de um dispositivo semicondutor indicam as diversas condições recomendadas pelo fabricante para que a operação se dê de maneira confiável. Quando esses limites forem ultrapassados, acabarão danificando o SCR. Portanto, um dispositivo nunca deve ser usado além dos limites estabelecidos pelos valores nominais.

### 4.5.1 Subscritos para valores nominais dos SCRs

A maioria dos valores nominais importantes diz respeito à tensão ( $V$ ) ou à corrente ( $I$ ). Cada qual é acompanhado por um, dois ou três subscritos, cujos significados estão relacionados na Tabela 4-1.

Tabela 4.1: Subscritos.

A	ânodo ou ambiente
avg	médio
c	maiúsculo ou minúsculo
D	região de bloqueio direto (sem tensão na porta)
F	direta
G	porta
H	corrente de sustentação
j	junção
K	cátodo
L	disparo
M	máximo(a)
O	terceiro terminal aberto (porta aberta, por exemplo)
pk	pico
R	reverso (quando usado como primeiro subscrito) e repetitivo (quando usado como segundo subscrito)
S	curto (quando usado como primeiro subscrito) e surto (quando usado como segundo subscrito)
T	total ou máximo (quando usado como primeiro subscrito) e acionado (quando usado como segundo subscrito)

### 4.5.2 Valores nominais de corrente do SCR

#### 4.5.2.1 Valor nominal máximo de corrente RMS repetitivo

A corrente direta (ânodo para cátodo) que um SCR pode suportar depende da temperatura máxima da junção ( $T_j$ ). Uma das grandes exigências em aplicações com SCR é que essa temperatura não exceda seu valor máximo. Não é fácil medir e controlar diretamente  $T_j$ . Entretanto, podemos medir e controlar sem dificuldade as tensões e as correntes do SCR que contribuem para  $T_j$ . A maior contribuinte de  $T_j$  é a corrente repetitiva RMS no estado *ligado*:  $I_{T(RMS)}$ .

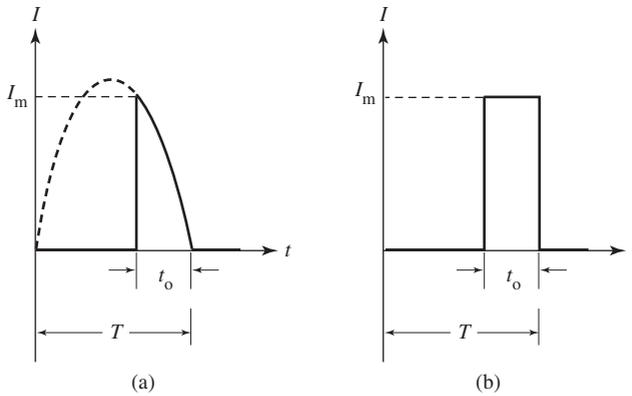
A corrente RMS (ou corrente eficaz) é usada para rotular o valor nominal do dispositivo, uma vez que determina a dissipação de calor. Entretanto, a corrente DC (ou valor médio) fornecida à carga é normalmente mais importante. Portanto, os fabricantes fornecem esse dado em relação à corrente média ( $I_{T(avg)}$ ), a qual é denominada corrente média nominal no estado *ligado*.  $I_{T(avg)}$  é o valor máximo de cor-

rente média que pode ser suportado pelo SCR em seu estado *ligado*. A corrente média é igual à corrente RMS em um circuito DC puro. Entretanto, o valor médio de um pulso é muito mais baixo do que o valor RMS.

Determinar o valor RMS de uma forma de onda não-senoidal, como mostra a Figura 4.6, é muito difícil. Podemos simplificar os cálculos ao fazer uma aproximação, isto é, ao assemelhar a forma de onda não-senoidal a uma forma de onda retangular, cuja altura seja igual ao valor de pico e cuja largura seja igual à duração do pulso. Essa aproximação resultará em um valor RMS mais alto, mas propiciará um fator de segurança pequeno.

**Figura 4.6:** Aproximação para a forma de onda do SCR:

a) forma de onda real; b) aproximação.



Após a aproximação, o valor RMS da corrente pode ser determinado a partir de:

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{I_m^2 t_o}{T}} \quad 4.1$$

onde  $t_o$  é a duração do pulso,  $T$  é o tempo de repetição do pulso e  $I_m$  é a corrente máxima. O valor médio do pulso é dado por:

$$I_{\text{avg}} = \frac{I_m t_o}{T} \quad 4.2$$

O fator de forma ( $f_o$ ) é definido como a relação entre os valores RMS e médio da corrente:

$$f_o = \frac{I_{\text{RMS}}}{I_{\text{avg}}} \quad 4.3$$

Se soubermos o fator de forma para uma dada forma de onda, a corrente RMS pode ser obtida com facilidade a partir de:

$$I_{\text{RMS}} = f_o(I_{\text{avg}}) \quad 4.4$$

O valor nominal de uma dada corrente de um SCR é, via de regra, sua corrente RMS repetitiva máxima ( $I_{\text{T(RMS)}}$ ). Deve-se agir com cuidado se os valores nominais forem dados pelos valores DC ou médio. O valor nominal RMS de  $I_{\text{T(RMS)}}$  é então:

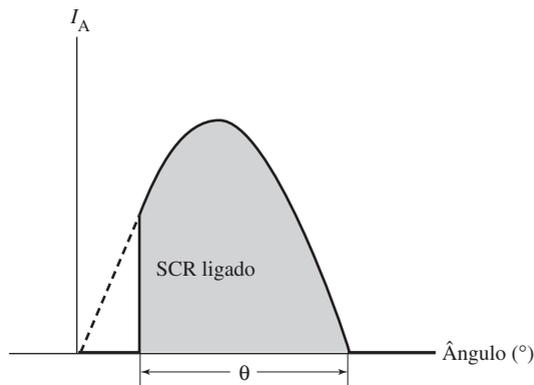
$$I_{\text{T(RMS)}} = f_o(I_{\text{T(avg)}}) \quad 4.5$$

A Tabela 4.2 dá o fator de forma em função do ângulo de condução ( $\theta$ ). O ângulo de condução é a duração para a qual o SCR está no estado *ligado*. Ele é medido como mostra a Figura 4.7.

**Tabela 4.2:** Fator de forma em função do ângulo de condução.

Ângulo de condução ( $\theta$ )	Fator de forma ( $f_o$ )
20°	5,0
40°	3,5
60°	2,7
80°	2,3
100°	2,0
120°	1,8
140°	1,6
160°	1,4
180°	1,3

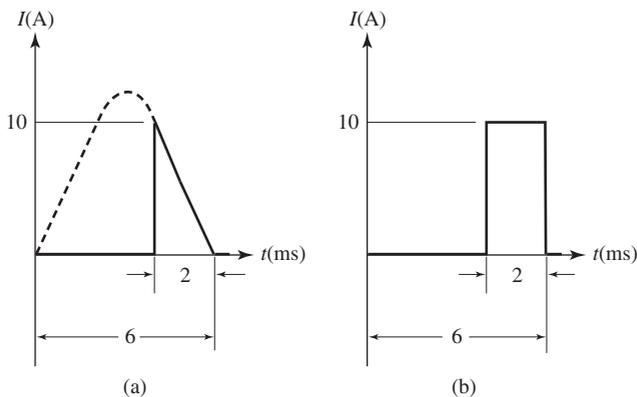
**Figura 4.7:** Medida do ângulo de condução.



### Exemplo 4.1

Determine o fator de forma da forma de onda mostrada na Figura 4.8a.

Figura 4.8: Aproximação de uma forma de onda não-senoidal: a) real; b) aproximação.



### Solução

Faça a aproximação da forma de onda como mostra a Figura 4.8b. Usando a Equação 4.1,

$$\begin{aligned}
 I_{\text{RMS}} &= \sqrt{\frac{I_m^2 t_o}{T}} \\
 &= \sqrt{\frac{(10)^2 \cdot 2}{6}} \\
 &= \sqrt{33,3} \\
 &= 5,8 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Usando a Equação 4.2,

$$\begin{aligned}
 I_{\text{avg}} &= \frac{I_m t_o}{T} \\
 &= \frac{(10)2}{6} \\
 &= 3,3 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Usando a Equação 4.3,

$$\begin{aligned} f_o &= \frac{I_{\text{RMS}}}{I_{\text{avg}}} \\ &= 1,7 \end{aligned}$$

### Exemplo 4.2

Determine a corrente RMS em um circuito com SCR quando um amperímetro DC lê 100 A com um ângulo de condução de 60°.

#### Solução

Para um ângulo de condução de 60°, o fator de forma pela Tabela 4.2 é:

$$f_o = 2,7$$

Usando a Equação 4.4,

$$I_{\text{RMS}} = 2,7 (100) = 270 \text{ A}$$

#### 4.5.2.2 Valor nominal de corrente de surto ( $I_{\text{FM}}$ ou $I_{\text{TSM}}$ )

O valor nominal de corrente de surto de um SCR ( $I_{\text{FM}}$  ou  $I_{\text{TSM}}$ ) é a corrente de pico de ânodo que um SCR pode suportar durante um curto espaço de tempo. Esses períodos devem ser isolados até que a junção do SCR retorne à temperatura nominal de operação. O valor nominal de corrente de surto pode ser de 5 a 20 vezes maior do que o da corrente RMS repetitiva ( $I_{\text{T(RMS)}}$ ). O SCR é projetado para agüentar 100 surtos no máximo durante sua vida operacional porque, se houver exposição excessiva a temperaturas altas, pode ter seqüelas. Para evitar danos ao SCR, os valores nominais de corrente repetitiva e de surto nunca devem ser excedidos.

#### 4.5.2.3 Corrente de disparo ( $I_{\text{I}}$ )

Uma corrente mínima de ânodo deve fluir pelo SCR a fim de que ele fique no estado *ligado* logo após o sinal da porta ter sido removido. Essa corrente é denominada *corrente de disparo* ( $I_{\text{I}}$ ). Se não for alcançada quando o sinal estiver sendo aplicado na porta, o SCR poderá até passar para o estado *ligado*, mas retornará ao estado *desligado* quando esse sinal for removido.

#### 4.5.2.4 Corrente de sustentação ( $I_{\text{H}}$ )

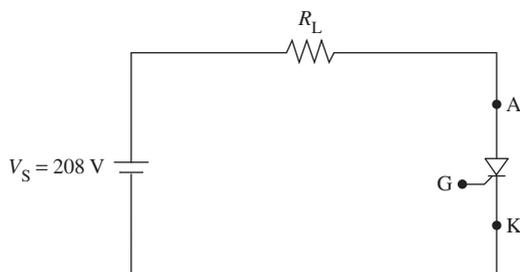
Depois de ter recebido a corrente de disparo, o SCR precisa de uma determinada corrente mínima de ânodo para manter a condução. Se ela sofrer uma redução abaixo de seu valor crítico, o SCR passará para o estado *desligado*. O valor mais

baixo de corrente, que ocorre exatamente antes de o SCR passar para o estado *desligado*, é a corrente de sustentação ( $I_H$ ). Tanto essa última como a de disparo diminuem quando a temperatura aumenta e vice-versa. A relação das duas ( $I_H$  e  $I_L$ ) é de aproximadamente 2:1. Esses valores são bem pequenos quando comparados a  $I_{T(RMS)}$ .  $I_H$  ou  $I_L$  podem criar problemas em circuitos nos quais a corrente de carga é muito menor do que  $I_{T(RMS)}$  ou quando o SCR operar em baixas temperaturas.

### Exemplo 4.3

Determine o valor máximo da resistência de carga que vai assegurar a condução do SCR no circuito mostrado na Figura 4.9. O SCR tem uma corrente de sustentação de 200 mA.

Figura 4.9: Ver Exemplo 4.3.



### Solução

Para que o SCR se mantenha no estado *ligado*, a corrente de ânodo não deve chegar a valores menores que 200 mA. Portanto,

$$R_{L(\max)} = \frac{V_S}{I_h} = \frac{208}{0,2} = 1040 \, \Omega$$

## 4.5.3 Valores nominais de tensão do SCR

O valor nominal de tensão do SCR é uma medida da tensão máxima que pode ser aplicada ao dispositivo sem provocar a ruptura. Os vários valores nominais relacionados à tensão são discutidos a seguir.

### 4.5.3.1 Tensão de bloqueio repetitivo em polarização direta ( $V_{DRM}$ )

O valor de tensão de bloqueio repetitivo em polarização direta ( $V_{DRM}$ ) é um dos valores nominais básicos de um SCR. É a tensão máxima instantânea que o SCR pode bloquear na direção direta. Seleciona-se  $V_{DRM}$  para ser menor do que a tensão de disparo direta ( $V_{FBO}$ ), como mostra a Figura 4.3. Se o valor nominal de  $V_{DRM}$  for ultrapassado, o SCR conduzirá mesmo sem tensão na porta.

#### 4.5.3.2 Tensão de pico repetitiva reversa ( $V_{RRM}$ )

Como no caso dos diodos, os SCRs têm um valor nominal de tensão de pico inversa, denominado tensão de pico repetitiva reversa ( $V_{RRM}$ ). É a tensão máxima instantânea que um SCR pode agüentar, sem romper, na direção inversa.

O valor de  $V_{DRM}$  em qualquer SCR é mais baixo do que o valor de sua  $V_{RRM}$ . Portanto, um SCR não deve ser submetido a uma tensão de pico maior do que  $V_{DRM}$ . Isso automaticamente atenderá ao valor nominal de  $V_{RRM}$ . Se o valor nominal  $V_{RRM}$  for ultrapassado, o SCR provavelmente será danificado.  $V_{DRM}$  e  $V_{RRM}$  tendem a causar aumento de temperatura.

#### 4.5.3.3 Tensão de pico não-repetitiva reversa ( $V_{RSM}$ )

O valor nominal de tensão de pico não-repetitiva reversa ( $V_{RSM}$ ) é a tensão máxima transitória que o SCR pode agüentar. Como os SCRs podem bloquear tensões não-repetitivas de forma segura, esse valor é, de modo geral, 10% a 20% mais alto do que no caso repetitivo anterior.  $V_{RSM}$  pode ser aumentada com a inserção de um diodo com valor nominal igual de corrente, em série com o SCR.

### 4.5.4 Classificação dos SCRs de acordo com a frequência e a velocidade de chaveamento

Os SCRs são classificados em duas categorias, que refletem tanto os valores nominais de frequência como os de velocidade de chaveamento: o SCR do tipo *chaveamento lento* ou *controle de fase* e o SCR do tipo *chaveamento rápido* ou *inversor*. Os SCRs controlados por fase levam bastante tempo para passar ao estado *desligado*. Portanto, sua frequência é mais baixa. Os SCRs do tipo inversor devem ser usados com altas frequências de operação, uma vez que o tempo de desligamento requerido é significativo no período total do ciclo.

Os fabricantes fornecem os valores nominais associados à velocidade relativos à frequência ( $f_{max}$ ), na qual a corrente máxima de ânodo  $I_{max}$  ou a dissipação máxima de potência ( $P_{max}$ ) cai a zero, assim como os tempos de ligação ( $t_{ON}$ ) e de desligamento ( $t_{OFF}$ ).

### 4.5.5 Valores nominais de taxa de variação dos SCRs

#### 4.5.5.1 Taxa de subida crítica da corrente no estado *ligado* (valor nominal $di/dt$ )

Quando o SCR conduz, no início, a corrente de ânodo fica concentrada em uma área relativamente pequena, ao lado da porta. Um tempo determinado é necessário para que a condução se espalhe por igual, de modo que atenda todo o corpo do dispositivo. Entretanto, se a taxa na qual a corrente de ânodo aumenta for muito maior do que a taxa com que a área de condução cresce, a pequena área inicial entra em superaquecimento, o que pode danificar o SCR. Os fabricantes estabele-

com um valor seguro para a *taxa de variação da corrente de ânodo* que seus dispositivos podem agüentar. É a *taxa de subida crítica da corrente no estado ligado*, normalmente conhecido como *valor nominal  $di/dt$*  do dispositivo. É expresso em ampères por microssegundos (A/ $\mu$ s).

Para evitar danos aos SCRs em conseqüência de um valor alto de  $di/dt$ , uma pequena indutância ( $L$ ) é colocada em série com o dispositivo. A indutância se opõe às variações de corrente, amortecendo a subida da corrente de ânodo. A indutância requerida ( $L$ ) pode ser determinada a partir da Equação 4.6:

$$L \geq \frac{V_p}{(di/dt)_{\max}} \quad 4.6$$

onde

$L$  é a indutância (em  $\mu$ H)

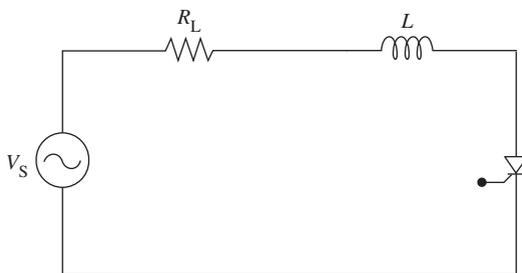
$(di/dt)_{\max}$  é a taxa de variação do valor nominal de corrente do SCR (em A/ $\mu$ s)

$V_p$  é o valor de pico da fonte de tensão (em V)

#### Exemplo 4.4

Na Figura 4.10, a resistência de carga ( $R_L$ ) é igual a  $10 \Omega$  e a fonte de tensão AC ( $V_s$ ) é igual a 208 V. Determine o valor de  $L$  necessário para limitar o circuito  $di/dt$  em 20 A/ $\mu$ s.

Figura 4.10: Ver Exemplo 4.4.



#### Solução

$$V_p = \sqrt{2} \cdot 208 = 294 \text{ V}$$

Usando a Equação 4.6,

$$L = \frac{294}{20} = 14,7 \mu\text{H}$$

#### 4.5.5.2 Taxa de subida crítica da tensão no estado *desligado* (valor nominal $dv/dt$ )

A aplicação de uma tensão direta com subida rápida no SCR em estado *desligado* resulta em um fluxo de corrente nas junções para a camada da porta. Essa corrente, que equivale a uma corrente de porta fornecida externamente, fará com que o SCR passe para o estado *ligado* se o valor crítico for ultrapassado. Quanto maior a inclinação da curva na forma de onda, maior a probabilidade de o dispositivo executar o acionamento abaixo de seu valor nominal de tensão direta. Uma taxa alta de subida de tensão direta ( $dv/dt$ ), como resultado do chaveamento ou de surtos, pode causar um disparo não-programado. Isso também limita a frequência máxima que pode ser ligada ao dispositivo.

O valor nominal  $dv/dt$  fornece o tempo de subida máximo de um pulso de tensão que pode ser aplicado ao SCR no estado *desligado* sem provocar seu disparo não-programado. Esse valor é especificado em volts/ $\mu$ s. Um valor nominal alto de  $dv/dt$  é desejável para muitas aplicações em que o dispositivo enfrentará pulsos com tempo de subida muito pequeno.

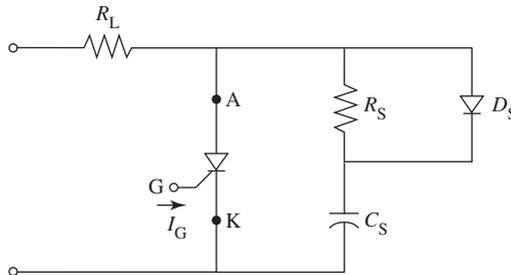
O *circuito snubber RC*, mostrado na Figura 4.11, é usado para evitar disparos não-programados em circuitos com valores altos de  $dv/dt$ . Uma vez que a capacitância nada mais é do que uma oposição à variação da tensão, a pequena capacitância nos terminais do SCR reduz a taxa na qual a tensão no dispositivo pode variar. Um valor aproximado para a capacitância ( $C$ ) pode ser obtido com a determinação da constante de tempo ( $T$ ) dividida pela resistência de carga ( $R_L$ ):

$$T = \frac{V_{\text{DRM}}}{(dv/dt)_{\text{max}}} \quad 4.7$$

Então,

$$C \geq \frac{T}{R_L} \geq \frac{V_{\text{DRM}}}{R_L (dv/dt)_{\text{max}}} \quad 4.8$$

Figura 4.11: Um circuito snubber para reduzir  $dv/dt$ .



Quando o SCR estiver no estado *desligado*, o capacitor carregará na direção positiva até o instante em que o dispositivo passar para o estado *ligado*. Quando o

SCR for acionado para o estado *ligado*, o capacitor descarregará e se somará ao  $di/dt$  apresentado pelo circuito original. Portanto, uma pequena resistência ( $R_s$ ) é acrescida em série com o capacitor para amortecer-lhe a descarga e para limitar a corrente transitória de passagem para o estado *ligado*.

Um valor aproximado para  $R_s$  pode ser obtido a partir da Equação 4.9. Essa equação, na realidade, resulta na resistência mínima necessária, de tal modo que um valor maior do que o obtido deva ser usado. Via de regra, um valor apropriado para isso seria de  $100 \Omega$ .

$$R_s \geq \sqrt{\frac{V_{\text{DRM}}}{(di/dt)_{\text{max}}}} \quad 4.9$$

Embora a adição de  $R_s$  proteja o SCR contra valores altos de  $di/dt$ , também baixa a capacitância do  $dv/dt$ . Para estender o  $dv/dt$  a valores maiores, um pequeno diodo  $D_s$  é ligado em paralelo com  $R_s$ . Quando  $dv/dt$  for grande, o diodo curto-circuitará  $R_s$ ; mas, quando  $di/dt$  for grande, o diodo estará desligado.

### Exemplo 4.5

Um SCR tem  $V_{\text{DRM}} = 600 \text{ V}$ ,  $(dv/dt)_{\text{max}} = 25 \text{ V}/\mu\text{s}$  e  $(di/dt)_{\text{max}} = 30 \text{ A}/\mu\text{s}$ . É usado para energizar uma carga resistiva de  $100 \Omega$ . Determine os valores mínimos para que um circuito snubber RC evite o acionamento não-intencional.

#### Solução

Usando a Equação 4.7,

$$T = \frac{600 \text{ V}}{25 \text{ V}/\mu\text{s}} = 24 \mu\text{s}$$

Usando a Equação 4.8,

$$C = \frac{24 \cdot 10^{-6}}{100} = 0,24 \mu\text{F}$$

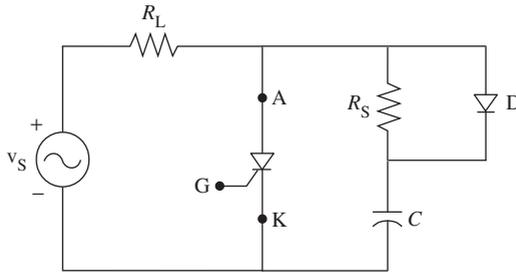
Usando a Equação 4.9,

$$R_s = \sqrt{\frac{600 \text{ V}}{30 \text{ A}/\mu\text{s}}} = 4,5 \text{ m}\Omega$$

### Exemplo 4.6

Na Figura 4.12, a fonte de tensão é de  $120 \text{ V}$  e a resistência de carga é de  $10 \Omega$ . O SCR pode agüentar um valor de  $dv/dt$  de  $40 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Se a corrente de descarga snubber deve ser limitada a  $3 \text{ A}$ , determine o valor do resistor snubber e do capacitor.

Figura 4.12: Ver Exemplo 4.6.



### Solução

O valor de pico da fonte de tensão é:

$$V_p = \sqrt{2} \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$$

O tempo mínimo é:

$$T = \frac{169,7 \text{ V}}{40 \text{ V}/\mu\text{s}} = 4,24 \mu\text{s}$$

Portanto,

$$C = \frac{4,24 \cdot 10^{-6}}{10} = 0,424 \mu\text{F}$$

Se o SCR passar para o estado *ligado* no instante em que a fonte de tensão estiver em seu valor de pico, a tensão que passa pelo capacitor será de 169,7 V. Para limitar a corrente de descarga snubber em 3 A, o valor de  $R_s$  é:

$$R_s = \frac{169,7}{3} = 42,4 \Omega$$

### 4.5.6 Parâmetros de porta

Há seis valores nominais importantes de porta, classificados em corrente e tensão. Os quatro seguintes são valores nominais máximos de porta. Quando qualquer um deles é ultrapassado, o SCR pode ser danificado.

#### 4.5.6.1 Tensão de pico inversa máxima na porta ( $V_{GRM}$ )

$V_{GRM}$  é o valor máximo de tensão DC negativa que pode ser aplicado sem danificar a junção porta-cátodo.

#### 4.5.6.2 Corrente máxima de acionamento de porta ( $I_{GTM}$ )

$I_{GTM}$  é a corrente máxima DC de porta permitida para passar o dispositivo para o estado *ligado*.

#### 4.5.6.3 Tensão máxima de acionamento de porta ( $V_{GTM}$ )

$V_{GTM}$  é a tensão DC necessária para produzir  $I_{GTM}$ .

#### 4.5.6.4 Dissipação máxima de potência na porta ( $P_{GM}$ )

$P_{GM}$  é o produto instantâneo máximo da corrente de porta pela tensão de porta que pode existir durante a polarização direta. Se  $V_{GTM}$  e  $I_{GTM}$  forem usadas, simultaneamente, em seus limites extremos, com certeza  $P_{GM}$  será excedida.

Os dois últimos valores nominais de porta são as menores tensões e correntes necessárias para acionar o SCR. O pulso acionador de porta deve ser maior do que ambos para disparar o SCR.

#### 4.5.6.5 Tensão mínima de acionamento de porta ( $V_{GT}$ )

$V_{GT}$  é a tensão mínima DC porta-cátodo necessária para acionar o SCR. A tensão aplicada entre a porta e o cátodo deve exceder esse valor. Ao mesmo tempo, precisa fornecer corrente de porta adequada para que o SCR passe ao estado *ligado*.

#### 4.5.6.6 Corrente mínima de acionamento de porta ( $I_{GT}$ )

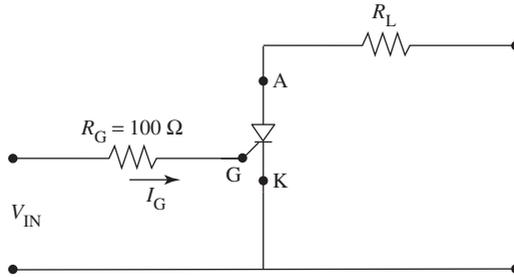
$I_{GT}$  é a corrente mínima DC de porta necessária para levar o SCR ao estado *ligado*.

A maioria dos SCRs exige, para disparar, uma corrente de porta de 0,1 a 50 mA. As amplitudes da corrente de porta e da tensão requeridas para acionar o SCR variam inversamente com a temperatura. Em temperaturas ambiente mais altas, ambos os requisitos de acionamento de porta diminuem. Em temperaturas mais baixas, eles aumentam. As piores condições ocorrem, portanto, na temperatura mínima de operação.

### Exemplo 4.7

Para o circuito na Figura 4.13, qual é a tensão mínima ( $V_{IN}$ ) que disparará o SCR se a corrente de porta necessária para isso for de 15 mA?

Figura 4.13: Ver Exemplo 4.7.



### Solução

Uma vez que há uma junção PN regular entre a porta e o cátodo, a tensão porta-cátodo deve ser ligeiramente maior do que 0,6 V para polarizar diretamente a junção. Suponhamos uma tensão  $V_o$  de 0,7 V de polarização direta. Então,

$$\begin{aligned}
 V_{IN(\min)} &= V_{RG} + V_o \\
 &= I_{GT}(100) + 0,7 \\
 &= (15 \cdot 10^{-3})(100) + 0,7 \\
 &= 1,5 + 0,7 = 2,2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

### Exemplo 4.8

Um SCR tem os seguintes valores nominais:

queda de tensão ânodo-cátodo = 1,5 V

tensão de junção porta-cátodo = 0,6 V

corrente de porta = 40 mA

Se o SCR puxar uma corrente de 20 A, determine:

- a perda de potência no estado *ligado*
- a perda de potência na porta

### Solução

a) perda de potência no estado *ligado* =  $20 \cdot 1,5 = 30 \text{ W}$

b) perda de potência na porta:

$$\begin{aligned}
 P_G &= V_G \cdot I_G \\
 &= 0,6 \cdot 0,04 \\
 &= 24 \text{ mW}
 \end{aligned}$$

## 4.6 Valor nominal da temperatura de junção

Em todos os dispositivos semicondutores, a consideração mais importante é a temperatura de junção ( $T_j$ ). Ela não somente define os limites máximo e mínimo como também determina se o dispositivo pode agüentar um período prolongado de operação. Se a temperatura de junção em um SCR exceder seu valor nominal máximo, a queda de tensão de disparo e as correntes no estado *desligado* e de fuga inversa aumentarão rapidamente. O tempo de desligamento também cresce de maneira significativa. Por outro lado, se a temperatura de junção cair abaixo de seu limite mínimo, o SCR poderá não ser acionado.

## 4.7 Aumento de valores nominais do SCR

A garantia de que os valores nominais máximos do SCR não serão excedidos depende da escolha de um dispositivo com valores nominais suficientes. Podemos aumentá-los com o uso de refrigeração externa, o que remove o calor produzido pelas perdas no dispositivo. O acréscimo de circuitos externos também pode elevar a capacidade de controle da tensão e da corrente. Os valores nominais podem ser aumentados, igualmente, com a ligação de SCRs em série e em paralelo.

A confiabilidade e a vida dos dispositivos semicondutores dependem basicamente do modo como são refrigerados. A potência gasta na forma de calor também baixa a eficiência. Em geral, os SCRs dissipam cerca de 1% da potência total. Eles devem ser posicionados em lugares bem ventilados, frescos e longe de outros dispositivos geradores de calor.

Na maioria das situações, o invólucro do SCR não dissipa o calor da junção com eficiência. Portanto, dispositivos de dissipação de calor apropriados (*heat sinks*) devem ser montados. O dissipador de calor é feito de metal — quase sempre cobre ou alumínio —, considerado bom condutor de calor. Deve ser bem espesso na parte que entra em contato com o SCR e fino na região que permanece ao ar livre. Esse tipo de projeto oferece uma área grande, a partir da qual o calor pode passar, por convecção e por radiação, para o ambiente. Uma solução utilizada entre as superfícies vizinhas do SCR e do dissipador, para ajudar na condução do calor, é a utilização de graxa de silício impregnada com óxidos de metal. A parte externa normalmente possui barbatanas paralelas, de modo que permita o fluxo livre de correntes de convecção de ar. Para refrigerar os SCRs maiores, o fluxo de convecção pode ser melhorado com um ventilador ou qualquer outra forma de ar forçado. A refrigeração a água também é usada em dispositivos de dissipação de alta potência.

Os valores nominais dos SCRs podem ser estendidos com a adição de circuitos externos, como os já mencionados circuitos snubber RC e indutância em série. A  $V_{DRM}$  de um SCR também pode ser aumentada com a colocação de um resistor em paralelo com a porta e o cátodo. Essa medida diminui  $I_H$  e  $I_L$ ; entretanto, os requisitos de acionamento da porta crescem. O aumento de  $V_{RSM}$  acontece quando se insere um diodo de igual valor nominal de corrente em série com o SCR.

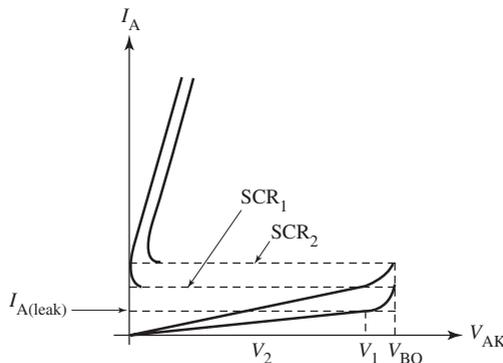
## 4.8 Ligações de SCRs em série e em paralelo

A potência máxima controlada por um único SCR é determinada por seu valor nominal de corrente direta e por seu valor nominal de tensão de bloqueio direta. Quando se deseja maximizar um desses dois valores, o outro precisa ser reduzido. Embora estejam disponíveis no mercado SCRs com valores nominais de tensão muito altos em diversas aplicações — como em linhas de transmissão —, os valores exigidos ultrapassam a tensão que um SCR, isoladamente, pode fornecer. Assim, é necessário ligar dois ou mais dispositivos em série. De modo semelhante, os SCRs precisam ser ligados em paralelo no caso de aplicações de corrente muito altas. Para aplicações simultâneas em alta tensão e em alta corrente, devem ser usadas combinações de SCRs em série-paralelo.

### 4.8.1 SCRs em série

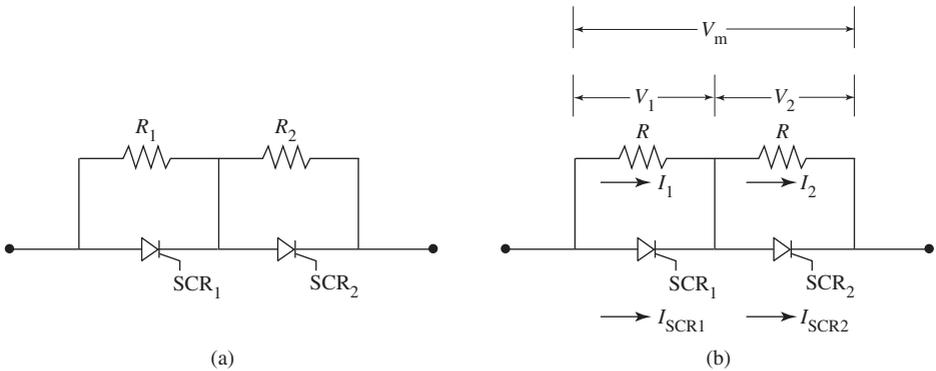
Se a tensão de entrada for maior do que o valor nominal de um único SCR, dois ou mais deles podem ser ligados em série, de maneira a aumentar a capacidade de bloqueio direta. Como em qualquer outro dispositivo, as características de dois SCRs (mesmo de mesmo nome) são diferentes. Dois deles, ligados em série, compartilham a tensão na proporção inversa de suas correntes de fuga. Isso leva a uma distribuição de tensão desigual. A Figura 4.14 mostra as correntes de fuga de dois SCRs idênticos, SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub>, cada um deles com uma tensão de bloqueio  $V_{BO}$  direta. Quando dois dispositivos como esses são ligados em série, a mesma corrente flui por meio de ambos. Entretanto, a tensão em SCR<sub>1</sub> ( $V_1$ ) é maior do que em SCR<sub>2</sub> ( $V_2$ ) porque a corrente de fuga de SCR<sub>1</sub> é menor do que a de SCR<sub>2</sub> para uma mesma tensão. Portanto, os dois não dividem de modo igual a tensão de alimentação. A tensão máxima que os SCRs podem bloquear é somente  $V_1 + V_2$ , e não  $2V_{BO}$ . Para usar a capacidade completa de bloqueio direto de cada dispositivo, a tensão de bloqueio direta deve ser igualmente distribuída.

**Figura 4.14:** O compartilhamento de tensões entre dois SCRs ligados em série, SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub>.



Uma distribuição quase igual de tensões durante o bloqueio é obtida com facilidade quando os resistores equalizadores de tensão  $R_1$  e  $R_2$  (Figura 4.15a) são ligados em paralelo com cada SCR, de tal modo que a combinação em paralelo tenha a mesma resistência. Entretanto, o método torna-se antieconômico quando vários SCRs são ligados em série. Uma segunda abordagem que permite uma distribuição de tensões razoavelmente uniforme é o emprego do mesmo valor de resistência em paralelo com cada SCR. Isso permite que uma tensão diferente, mas fixa, apareça nos terminais de cada dispositivo. Nesse tipo de arranjo (Figura 4.15b), o SCR com corrente de fuga mais baixa ficará com uma porção da tensão de bloqueio maior do que aquele com a corrente de fuga maior.

**Figura 4.15:** a) Equalização de resistência; b) equalização de tensão.



Suponhamos que a corrente de fuga de SCR<sub>1</sub> ( $I_{SCR1}$ ) seja maior do que a de SCR<sub>2</sub> ( $I_{SCR2}$ ). Nesse caso, SCR<sub>2</sub> precisará ter uma tensão maior ( $V_2$ ).

$$V_2 = I_2 R$$

A perda de tensão na combinação em série é:

$$V_m = V_2 + I_1 R$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes (KCL) para o nó do meio,

$$I_{SCR1} + I_1 = I_{SCR2} + I_2$$

$$I_{SCR1} - I_{SCR2} = I_2 - I_1 = \Delta I$$

ou

$$I_1 = I_2 - \Delta I$$

$$V_m = V_2 + (I_2 - \Delta I) R$$

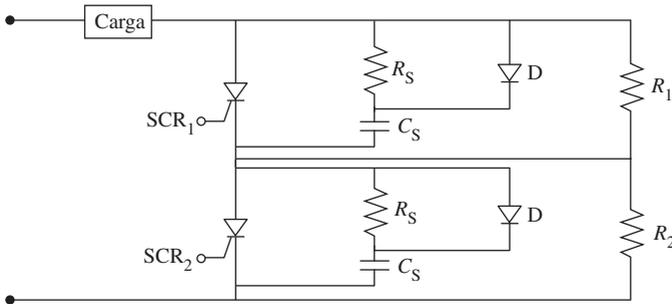
$$= V_2 + I_2 R - \Delta I R$$

$$\begin{aligned}
 &= V_2 + V_2 - \Delta I R \\
 &= 2 V_2 - \Delta I R \\
 R &= \frac{2V_2 - V_m}{\Delta I}
 \end{aligned}$$

4.10

Uma distribuição desigual de tensão entre os SCRs em série também ocorre durante as passagens para os estados *ligado* e *desligado*. Um SCR pode passar para um desses estados antes do outro. O dispositivo desligado ficará então sujeito a toda a fonte de tensão. Capacitores em paralelo são muito eficazes na equalização de tensões durante o chaveamento. O capacitor também força o compartilhamento de tensão durante mudanças súbitas na tensão de alimentação. Um resistor é acrescentado em série com o capacitor para limitar a corrente e o  $di/dt$  (por causa da descarga do capacitor através do SCR) durante o tempo de ligação. Essa combinação de  $C_s$  com  $R_s$ , mostrada na Figura 4.16, é, em essência, um circuito snubber. Um diodo (D) ligado em paralelo com  $R_s$  propicia a derivação de corrente para tensões diretas.

Figura 4.16: Equalização RC para diodos SCRs ligados em série.



### Exemplo 4.9

As tensões em dois SCRs ligados em série são de 200 V e 180 V. Calcule o valor do resistor de equalização necessário se os SCRs tiverem uma diferença máxima de 1 mA na corrente de disparo. Determine também a potência dissipada pelos resistores de bloqueio.

### Solução

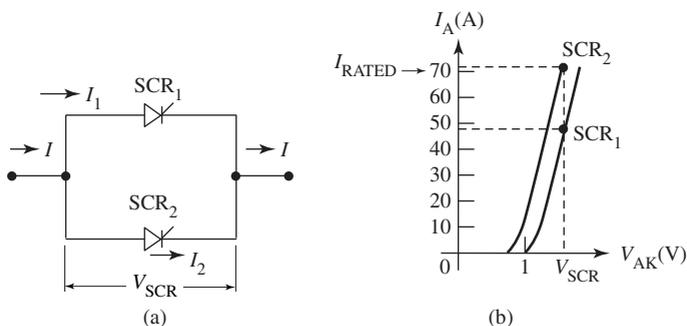
$$R = \frac{2V_2 - V_m}{\Delta I} = \frac{2(200) - 380}{1(10^{-3})} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$P_R = \frac{V_1^2}{R} + \frac{V_2^2}{R} = \frac{180^2 + 200^2}{20(10^3)} = 3,62 \text{ W}$$

## 4.8.2 SCRs em paralelo

Quando a corrente de carga exceder o valor nominal de um único SCR, os dispositivos serão ligados em paralelo, para que suas capacidades de corrente sejam aumentadas. Se eles não estiverem conectados de maneira perfeita, o resultado é um compartilhamento desigual de corrente. A Figura 4.17 mostra as curvas características V-I de dois SCRs, SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub>. Os valores nominais de ambos são iguais. Quando ligados em paralelo, eles têm quedas iguais de tensão  $V_{SCR}$  em seus terminais. Entretanto, as diferenças entre as características de ambos levarão SCR<sub>2</sub> a permitir a passagem da corrente nominal ( $I_2$ ), enquanto SCR<sub>1</sub> estará deixando passar a corrente  $I_1$ , muito menor do que o valor nominal. A corrente nominal total da ligação em paralelo é somente  $I_1 + I_2$  em vez de  $2I_2$ .

**Figura 4.17:** Compartilhamento de corrente entre dois SCRs em paralelo: a) dois SCRs em paralelo; b) características no estado *ligado*.



Estão disponíveis no mercado pares conectados de SCRs para ligações em paralelo, mas são muito caros. Mas pode-se garantir o compartilhamento igual de corrente entre dispositivos não-conectados com o acréscimo de um resistor de valor baixo ou de um indutor em série com cada SCR. O compartilhamento forçado de corrente com o emprego de resistores de igual valor é mostrado na Figura 4.18. O requisito básico é tornar a corrente  $I_1$  próxima de  $I_2$ , com uma diferença máxima aceitável de 20%. Se supusermos a tensão  $V_1$  em SCR<sub>1</sub> maior do que a tensão  $V_2$  em SCR<sub>2</sub>, o valor de  $R$  poderá ser obtido a partir de:

$$I_1 R + V_1 = I_2 R + V_2$$

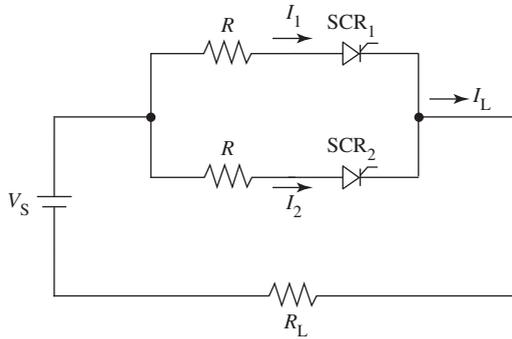
$$R = \frac{V_1 - V_2}{I_2 - I_1}$$

**4.11**

**Exemplo 4.10**

No circuito da Figura 4.18, a fonte de tensão é de 500 V e a resistência de carga é de  $5 \Omega$ . Dois SCRs com a característica mostrada na Figura 4.17b, cada um para o valor nominal de 70 A, são ligados em paralelo, para compartilhar a corrente da carga. Determine o valor do resistor que propiciará o compartilhamento apropriado de corrente, a queda de tensão na combinação em paralelo e a potência dissipada pelos resistores de compartilhamento de corrente.

**Figura 4.18:** Compartilhamento forçado de corrente com o uso de resistores.

**Solução**

A corrente de carga é:

$$I_L = 500/5 = 100 \text{ A}$$

Vamos escolher uma diferença de corrente de 15% entre os dois SCRs. Portanto,

$$I_1 = 50 - 15 = 35 \text{ A}$$

$$I_2 = 50 + 15 = 65 \text{ A}$$

Da curva característica,

$$V_1 = 1,6 \text{ V}$$

$$V_2 = 1,5 \text{ V}$$

Portanto,

$$R = \frac{V_1 - V_2}{I_2 - I_1} = \frac{1,6 - 1,5}{65 - 35} = 3,3 \text{ m}\Omega$$

As quedas de tensão nos dois resistores são:

$$I_1 R = 35 \cdot 0,0033 = 0,12 \text{ V}$$

$$I_2 R = 65 \cdot 0,0033 = 0,22 \text{ V}$$

A queda de tensão na parte em paralelo é:

$$\begin{aligned} V_1 + I_1 R &= V_2 + I_2 R \\ &= 1,6 + 0,12 = 1,5 + 0,22 = 1,72 \text{ V} \end{aligned}$$

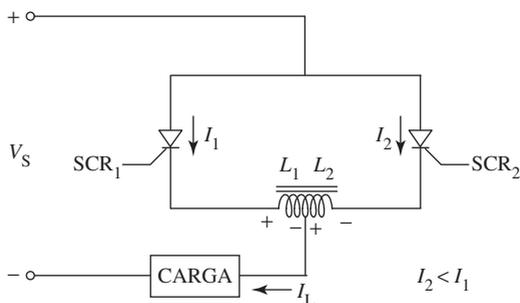
A perda de potência no resistor é:

$$I_1^2 R = 35^2 \cdot 0,0033 = 4,1 \text{ W}$$

$$I_2^2 R = 65^2 \cdot 0,0033 = 14,1 \text{ W}$$

A equalização com o uso de resistores é ineficiente por causa da perda extra de potência no resistor. Mais ainda, os resistores não fazem a compensação para os tempos desiguais de passagem aos estados *ligado* e *desligado* do SCR. Um dispositivo pode passar para *ligado* ou *desligado* antes do outro. Nos dois casos, o SCR que estiver ligado deve deixar passar, momentaneamente, toda a corrente de carga, até que ambos tenham alcançado o mesmo estado, o que pode causar danos em decorrência da sobrecarga. A Figura 4.19 mostra um reator com terminal central. O SCR que estiver portando a corrente maior induzirá uma tensão proporcional ao desbalanceamento da corrente com a polaridade mostrada. A tensão no reator  $L_1$  se opõe ao fluxo de corrente e a tensão em  $L_2$  provoca um aumento de fluxo de corrente através do SCR que no início portava a corrente mais baixa. Como consequência, obtém-se uma distribuição de corrente balanceada. Os reatores, embora caros, são mais eficientes.

**Figura 4.19:** Compartilhamento de corrente em SCR's com reatores em paralelo.



Uma vez que o problema principal em aplicações de corrente alta seja a temperatura de junção excessiva, os SCRs usados em paralelo devem ter seu valor nominal *diminuído* em no mínimo 15%. Dois dispositivos SCR de 50 A ligados em paralelo, por exemplo, podem deixar passar somente 95 (47,5 + 47,5) A. Além disso, os SCRs costumam ser montados sobre um dissipador de calor comum, para que as temperaturas sejam equalizadas.

### Exemplo 4.11

No circuito da Figura 4.18, determine o valor dos resistores de compartilhamento de corrente se  $V_s = 1000$  V,  $R_L = 1 \Omega$  e o valor nominal de corrente de cada SCR for de 700 A, além da perda de potência nos resistores.

#### Solução

Escolha

$$V_1 = 1,55 \text{ V}$$

$$V_2 \approx V_1 = 1,45 \text{ V}$$

$$I_L = 1000/1 = 1000 \text{ A}$$

A corrente de um tiristor pode ser igual a:

$$I_1 = 400 \text{ A}$$

Portanto,

$$I_2 = 1000 - 400 = 600 \text{ A}$$

$$R = \frac{1,55 - 1,45}{200} = 0,5 \text{ m}\Omega$$

$$P_{\text{LOSS}} = (600)^2(0,0005) + (400)^2(0,0005) = 260 \text{ W}$$

## 4.9 Perdas de potência

Durante o ciclo de chaveamento, um SCR experimenta perdas de potência a partir das seguintes fontes:

1. perda de potência no estado *ligado*;
2. perda de potência no estado *desligado*;
3. perda de potência por chaveamento;
4. perdas por acionamento da porta.

A perda de potência no estado *desligado*, quando o SCR estiver bloqueando em ambas as direções e quando as perdas por acionamento forem pequenas, pode ser desprezada sob condições normais de operação. Para frequências baixas de operação (abaixo de 400 Hz), a perda por chaveamento também é pequena. Portanto, a fonte principal de perdas de potência é a perda de potência no estado *ligado*. Essa perda pode ser calculada multiplicando-se a tensão no estado *ligado* pela corrente no estado *ligado*.

As perdas de potência por chaveamento aumentam em operações de alta frequência, em particular na passagem para o estado *ligado*. Essa perda pode ser encontrada multiplicando-se a tensão instantânea pela corrente instantânea.

### Exemplo 4.12

Um SCR tem os seguintes valores nominais:

corrente RMS	$I_{T(RMS)} = 50 \text{ A}$
tensão de bloqueio	$V_{RRM} = 500 \text{ V}$
queda de tensão direta na corrente nominal	$V_{SCR} = 1,5 \text{ V}$
corrente de fuga na tensão nominal	$I_{RRM} = 5 \text{ mA}$
tempo de ligação	$t_{ON} = 5 \text{ } \mu\text{s}$
tempo de desligamento	$t_{OFF} = 25 \text{ } \mu\text{s}$

Determine as perdas totais de potência para uma frequência de chaveamento de 100 Hz se o SCR controlar uma carga de 25 kW na tensão e na corrente nominal.

### Solução

perda de potência no estado *ligado* =  $50 \cdot 1,5 = 75 \text{ W}$

perda de potência no estado *desligado* =  $500 \cdot 5 (10^{-3}) = 0,25 \text{ W}$

perda de potência por chaveamento

$$\text{perda média de potência durante o chaveamento} = \frac{1}{6} (500 \cdot 50) = 1,04 \text{ kW}$$

energia dissipada durante o intervalo *ligado* =  $1,04 (10^3) \cdot 5 (10^{-6}) = 5,2 \text{ mJ}$

energia dissipada durante o intervalo *desligado* =  $1,04 (10^3) \cdot 25 (10^{-6}) = 26 \text{ mJ}$

tempo  $T = 1/f = 1/100 = 10 \text{ ms}$

supondo um ciclo de trabalho de 50%, tempo *ligado* = tempo *desligado* = 5 ms

dissipação de energia no estado *ligado* =  $75 \cdot 5 (10^{-3}) = 375 \text{ mJ}$

dissipação de energia no estado *desligado* =  $0,25 \cdot 5 (10^{-3}) = 1,25 \text{ mJ}$

dissipação total de energia por ciclo =  $(0,0052 + 0,026 + 0,375 + 0,00125) = 0,407 \text{ J}$

dissipação média de potência =  $0,407/10 (10^{-3}) = 40,7 \text{ W}$

### Exemplo 4.13

Repita o Exemplo 4.12 para uma frequência de chaveamento de 50 kHz.

**Solução**

As perdas de potência no estado *ligado* são as mesmas, 75 W. No estado *desligado* são também as mesmas, 0,25 W. As perdas de potência por chaveamento são:

perda média de potência durante o chaveamento (mesma) = 1,04 kW  
 energia dissipada durante o intervalo *ligado* (mesma) = 5,2 mJ  
 energia dissipada durante o intervalo *desligado* (mesma) = 26 mJ  
 tempo  $T = 1/f = 1/50 (10^3) = 20 \mu\text{s}$   
 com um ciclo de trabalho de 50%, tempo *ligado* = tempo *desligado* = 10  $\mu\text{s}$   
 dissipação de energia no estado *ligado* =  $75 \cdot 10 (10^{-6}) = 0,75 \text{ mJ}$   
 dissipação de energia no estado *desligado* =  $0,25 \cdot 10 (10^{-6}) = 2,5 \mu\text{J}$   
 dissipação total de energia por ciclo =  $(5,2 + 26 + 0,75 + 0,0025) \text{ mJ} = 31,95 \text{ mJ}$   
 dissipação média de potência =  $31,95 \cdot 10^{-3}/20 (10^{-6}) = 1,6 \text{ kW}$

Em uma frequência de chaveamento mais alta, a dissipação total de potência aumenta para 1,6 kW. Aqui, as perdas de potência por chaveamento são o fator dominante. O SCR de 50 A não pode dissipar a enorme quantidade de calor gerada. Quanto maior a frequência de chaveamento, maior a dissipação de potência durante o chaveamento — essa dissipação de potência limita a frequência máxima de operação. Além disso, o valor nominal de corrente do dispositivo deve ser aumentado em frequências mais altas.

A frequência-limite, acima da qual as perdas de potência por chaveamento se tornam o fator dominante, pode ser estimada a partir de:

$$f \approx \frac{\text{potência média perdida no estado } \textit{ligado} + \textit{desligado} \text{ por ciclo}}{\text{energia dissipada durante o chaveamento por ciclo}} \quad 4.12$$

**Exemplo 4.14**

Determine a frequência de chaveamento limite do SCR no Exemplo 4.12.

**Solução**

Com um ciclo de trabalho de 50%, a perda média de potência nos estados *ligado* e *desligado* de um ciclo, é:

$$\frac{75 + 0,25}{2} = 37,625 \text{ W}$$

a energia dissipada durante o chaveamento por ciclo é:  $(5,2 + 26) = 0,03 \text{ J}$   
 frequência-limite  $\approx 37,625/0,03 \approx 1250 \text{ Hz}$

**4.10 Proteção do SCR**

Uma operação satisfatória e confiável do SCR exige proteção contra sobretensões e sobrecorrentes. Sob condições anormais, que podem ser de sobrecarga ou

outras, o dispositivo pode deixar passar uma corrente muitas vezes maior do que o valor nominal, o que o danificará. As sobretensões decorrentes de operações inadequadas dos dispositivos e dos transitórios podem exceder a tensão nominal do SCR.

O SCR deve ser protegido contra quaisquer condições não usuais. Escolher um dispositivo com base nas condições anormais de operação é medida antieconômica. O ideal, para manter uma boa margem de segurança, é selecionar SCRs com valores nominais maiores do que os requeridos para operações normais.

#### 4.10.1 Proteção contra sobretensão

A sobretensão é uma das causas mais importantes da falha do SCR. Ela excede o valor nominal de pico da tensão de alimentação e é provocada, principalmente, por distúrbios no chaveamento, produzidos pela energia armazenada nos componentes indutivos. O efeito é uma tensão transitória, cujo pico pode exceder o valor nominal de tensão de bloqueio direta do SCR. Dependendo da intensidade da sobretensão e da energia que ela representa, o dispositivo pode experimentar um acionamento falso ou ser danificado, por causa da ruptura reversa.

Para proteger um SCR contra sobretensões, é necessário o uso de um diodo, ligado a ele em série. A tensão inversa será compartilhada entre os dois. Entretanto, esse método será ineficiente quando a queda de tensão no diodo, no momento da condução, introduzir perdas de potência. Outro método simples é escolher um SCR com um valor nominal de tensão mais alto, o que cria um fator de segurança de tensão ( $V_F$ ):

$$V_F = \frac{V_{RRM} \text{ (PIV) do SCR}}{\text{tensão de pico aplicada no SCR}} \quad 4.13$$

Por questões econômicas, os dispositivos semicondutores costumam ser projetados com valores nominais cujo fator de segurança de tensão é igual a 1,5. Todas as sobretensões devem ser limitadas a valores menores. A proteção contra sobretensões também pode ser conseguida com a utilização de um circuito snubber RC em paralelo com a fonte da sobretensão. O circuito RC eliminará a sobretensão, pois absorverá sua energia. Outro método é ligar um resistor não-linear, denominado *varistor*, em paralelo com o SCR. O varistor fornece um caminho de baixa resistência para o transitório de tensão, passando por fora do dispositivo.

#### Exemplo 4.15

Determine o valor nominal da PIV de um SCR ligado a uma fonte AC de 220 V. Utilize um fator de segurança de 1,5.

## Solução

$$V_{\text{peak}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ V}$$

$$V_F = \frac{\text{PIV}}{311} = 1,5$$

$$\text{PIV} = 1,5 \cdot 311 = 466,5 \text{ V}$$

### 4.10.2 Proteção contra sobrecorrente

A sobrecorrente pode ocorrer quando houver falha da fonte durante a inversão, a sobrecarga ou o curto-circuito. Costuma-se proteger o SCR com dispositivos protetores convencionais, como relés de sobrecorrente, fusíveis de ação rápida e circuitos disjuntores de alta velocidade. O dispositivo protetor é necessário porque permite a passagem contínua da corrente normal (para a qual o SCR tem o valor nominal estipulado) e porque abre o circuito, em caso de curto ou falha, antes que o dispositivo entre em superaquecimento e seja danificado.

### 4.10.3 Valor nominal de $I^2t$

A energia que deve ser dissipada por um fusível advém ou da fonte de alimentação ou da energia armazenada em componentes indutivos do circuito. A energia térmica a ser dissipada pelo fusível é igual a  $I^2t$ . Portanto, o valor nominal de  $I^2t$  define a capacidade térmica dos fusíveis e é usado na proteção dos SCRs. Durante sobrecargas, defeitos e curtos-circuitos, o dispositivo deve agüentar as condições que conduzem a temperaturas altas de junção. O valor nominal para  $I^2t$  de um SCR permite a escolha da proteção correta para evitar o superaquecimento da junção.

Os fabricantes de fusíveis e de SCRs especificam os valores nominais de  $I^2t$  de seus dispositivos. O valor nominal de  $I^2t$  do SCR é baseado na operação em corrente nominal máxima e em temperatura máxima da junção. Uma vez que o estabelecimento dos valores nominais dos fusíveis e dos SCRs obedece a um princípio comum, basta, para conseguir proteção, selecionar um fusível com um valor nominal de  $I^2t$  menor do que o valor nominal de  $I^2t$  do SCR.  $I$  é o valor RMS da corrente e  $t$  é o tempo em segundos.

## 4.11 Proteção do circuito de porta

O circuito gerador de pulso de porta deve ser protegido contra transitórios de tensão induzidos. É também necessário separá-lo da fiação de força, tanto quanto possível. O isolamento elétrico entre o SCR e o circuito de porta costuma ser feito por um transformador de pulso ou por um acoplador óptico.

O transformador de pulso, cujo núcleo é de ferrite, tem um enrolamento primário e um ou mais enrolamentos secundários, os quais permitem que pulsos de porta sejam aplicados de maneira simultânea nos SCRs ligados em série ou em paralelo. Os acopladores ópticos de uso mais comum consistem na combinação de um diodo

emissor de luz (*light-emitting diode* – LED) e de um fototransistor, montados em um invólucro único. Esse arranjo permite o acoplamento do sinal de um circuito para outro, ao mesmo tempo que fornece um isolamento elétrico quase completo entre os dois circuitos.

## 4.12 Circuitos de acionamento de porta do SCR

Para a operação adequada de circuitos que usam SCRs, os circuitos de acionamento devem fornecer o sinal de disparo no tempo correto, de modo que assegure a passagem para o estado *ligado* quando necessário. Em geral, o circuito de disparo usado para acionar o SCR deve atender aos seguintes critérios:

1. produzir um sinal na porta de amplitude adequada e tempo de subida suficientemente curto;
2. produzir um sinal na porta com duração adequada;
3. fornecer um controle de disparo preciso na faixa requerida;
4. assegurar que o acionamento não ocorra em decorrência de sinais falsos ou de ruído;
5. em aplicações AC, assegurar que o sinal na porta seja aplicado quando o SCR estiver diretamente polarizado;
6. em circuitos trifásicos, fornecer, na porta, pulsos que estejam 120° fora de fase em relação ao ponto de referência;
7. assegurar o acionamento simultâneo dos SCRs ligados em série ou em paralelo.

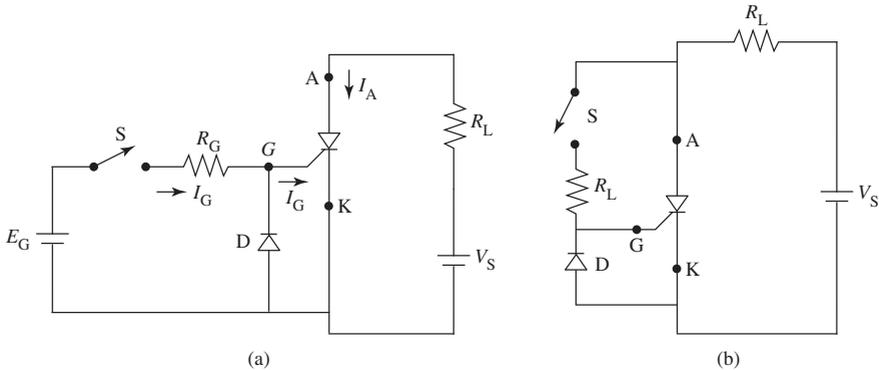
Três tipos de sinais básicos de disparo de porta costumam ser usados: sinais DC, sinais pulsados e sinais AC.

Os requisitos de acionamento são, via de regra, fornecidos em relação à tensão e à corrente DC. Uma vez que os sinais pulsados sejam empregados, de modo corriqueiro, para disparar os SCRs, é também necessário considerar a duração do pulso de disparo. O pulso de acionamento com amplitude igual aos requisitos DC deve ter uma largura ampla o suficiente para assegurar que o sinal na porta seja fornecido durante todo o tempo em que o SCR estiver passando para o estado *ligado*. À medida que a amplitude do sinal na porta aumenta, o tempo de passagem para o estado ligado do SCR diminui e a largura do pulso na porta pode ser reduzida. Em caso de cargas altamente indutivas, a largura do pulso deve ser ampla o bastante para garantir que a corrente de ânodo cresça a um valor maior do que a corrente de disparo do SCR.

### 4.12.1 Sinais DC

A Figura 4.20a mostra um circuito simples que aplica um sinal DC a partir de um circuito de acionamento externo. A chave S é fechada para levar o SCR ao estado *ligado*. Ao se fechar a chave, aplica-se uma corrente DC na porta do SCR, que está diretamente polarizado pela fonte ( $V_g$ ). Uma vez que ele esteja conduzindo, a

Figura 4.20: Sinais DC na porta: a) a partir de fonte separada; b) a partir da mesma fonte.



chave pode ser aberta, para remover o sinal na porta. O diodo D limita a amplitude do sinal negativo na porta para  $\approx 1$  V e o resistor  $R_G$  é usado para restringir a corrente de porta. A Figura 4.20b mostra um circuito alternativo que fornece internamente o sinal na porta a partir da fonte de alimentação principal. Os dois circuitos operam, em essência, da mesma maneira.

A aplicação de sinal DC constante na porta não é desejável, por causa da dissipação de potência que estaria presente durante o tempo todo. Tampouco se empregam sinais DC nas portas para o acionamento dos SCRs em aplicações AC, porque a presença de um sinal positivo durante o semiciclo negativo aumentaria a corrente inversa de ânodo, o que poderia danificar o dispositivo.

### Exemplo 4.16

O SCR na Figura 4.20a tem uma corrente máxima de porta de 100 mA e um valor máximo de  $V_{GK}$  de 2 V. Se  $E_G$  for igual a 15 V, determine o valor de  $R_G$  que fornecerá corrente suficiente para a passagem para o estado *ligado* e a potência dissipada pela porta.

### Solução

Aplicando KVL em torno da malha de entrada,

$$E_G - I_G \cdot R_G - V_{GK} = 0$$

$$I_G \cdot R_G = E_G - V_{GK}$$

$$R_G = \frac{E_G - V_{GK}}{I_G} = \frac{15 - 2}{100(10^{-3})} = 130 \Omega$$

Qualquer valor de  $R_G$  maior do que  $130 \Omega$  satisfará os requisitos de corrente de porta para passar ao estado *ligado*. Entretanto,  $R_G$  não pode ser infinitamente grande, uma vez que o requisito de corrente mínima de porta também deve ser atendido.

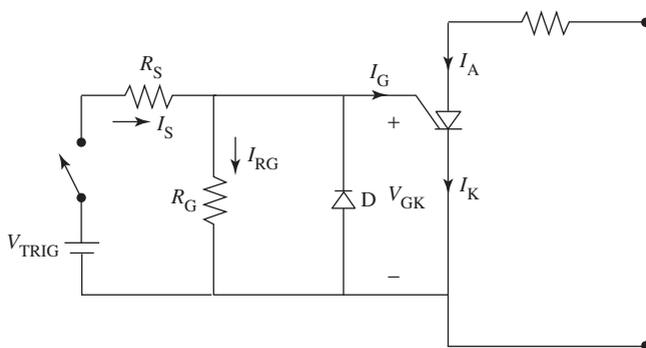
A potência dissipada pela porta é:

$$\begin{aligned} P_G &= V_{GK} \cdot I_G \\ &= 2 \cdot 100 (10^{-3}) \\ &= 0,200 \text{ W} \end{aligned}$$

### Exemplo 4.17

O SCR na Figura 4.21 tem uma corrente mínima de porta de 100 mA e um valor mínimo de  $V_{GK}$  de 2 V. Se  $R_S = 20 \Omega$  e  $R_G = 30 \Omega$ , determine o valor da tensão de acionamento ( $V_{TRIG}$ ) que fornecerá corrente suficiente para a passagem ao estado *ligado*.

Figura 4.21: Ver Exemplo 4.17.



### Solução

Aplicando KVL em torno da malha de entrada,

$$V_{TRIG} - I_S \cdot R_S - V_{GK} = 0$$

$$V_{TRIG} = I_S \cdot R_S + V_{GK}$$

Aplicando KCL no nó da porta,

$$\begin{aligned} I_S &= I_{RG} + I_G \\ &= \frac{V_{GK}}{R_G} + I_G \end{aligned}$$

Portanto,

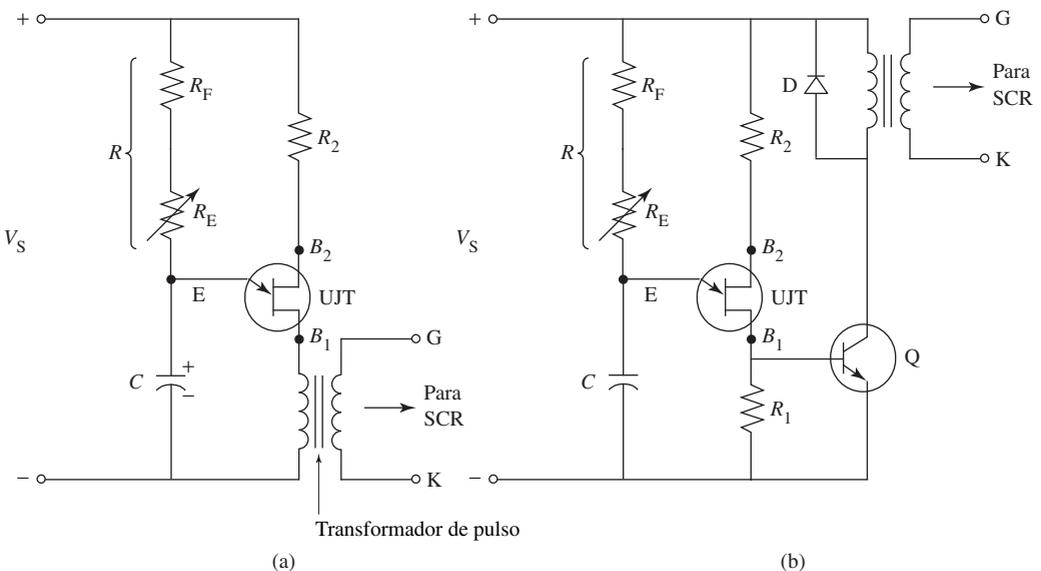
$$\begin{aligned}
 V_{\text{TRIG}} &= \left( \frac{V_{\text{GK}}}{R_{\text{G}}} + I_{\text{G}} \right) R_{\text{S}} + V_{\text{GK}} \\
 &= \left( \frac{2}{30} + 0,1 \right) 20 + 2 \\
 &= 5,33 \text{ V}
 \end{aligned}$$

### 4.12.2 Sinais pulsados

Para reduzir a dissipação de potência na porta, os circuitos de disparo do SCR geram um único pulso, ou um trem de pulsos, em vez de um sinal DC contínuo. Isso permite um controle preciso do ponto no qual o dispositivo é disparado. Além disso, é fácil fornecer isolamento elétrico entre o SCR e o circuito de acionamento da porta. O isolamento elétrico por meio de um transformador de pulso ou de acopladores ópticos será importante se diversos SCRs forem chaveados a partir da mesma fonte. Ele também reduz sinais indesejados, como os de ruído e de transitórios, os quais poderiam acionar um SCR sensível.

A Figura 4.22a mostra o método mais comum de produção de pulsos: o uso de um oscilador de transistor de unijunção (*unijunction transistor – UJT*). Esse circuito é ideal para o acionamento de um SCR. Ele fornece um trem de pulsos estreitos para  $B_1$ . Quando o capacitor estiver carregado ao nível da tensão de pico ( $V_p$ ) do

Figura 4.22: Circuitos de acionamento de SCR usando um oscilador UJT.

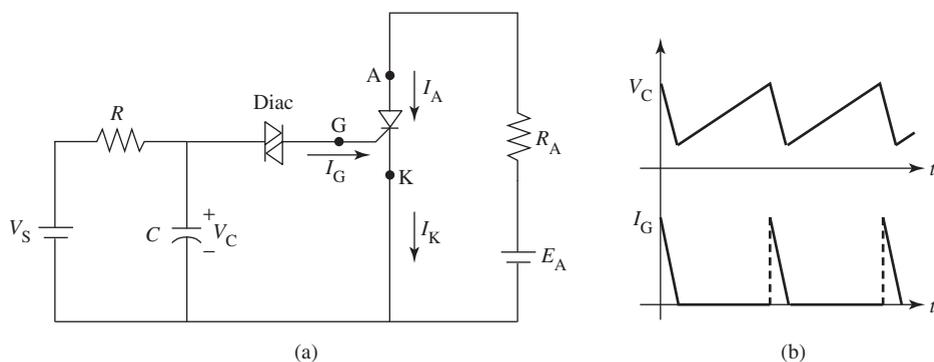


UJT, este passa para o estado *ligado*. Isso impõe uma resistência baixa em paralelo com a junção emissor-base 1, e uma corrente de emissor flui pelo primário do transformador de pulso, aplicando um sinal na porta do SCR. A largura de pulso do sinal de saída pode ser aumentada com o acréscimo do valor de  $C$ . Uma das dificuldades apresentadas por esse circuito é que, por causa da largura restrita do pulso, talvez seja impossível conseguir uma corrente de disparo antes da remoção do sinal na porta. Um circuito snubber  $RC$  pode contornar esse problema.

A operação do circuito mostrada na Figura 4.22b é similar. A largura e o tempo de subida do pulso podem ser melhorados com o emprego da saída em  $R_1$  para o acionamento de um transistor  $Q$  ligado em série com o primário do transformador. Quando o pulso proveniente do UJT for aplicado na base de  $Q$ , o transistor saturará e a tensão de alimentação  $V_s$  será aplicada no primário. Isso induz um pulso de tensão no secundário do transformador de pulso que é então aplicado no SCR. Quando o pulso na base de  $Q$  for removido, passará para o estado *desligado*. A corrente provocada pelo colapso do campo magnético no transformador induz uma tensão de polaridade oposta no enrolamento primário. O diodo  $D$  fornece um caminho para o fluxo de corrente durante esse período.

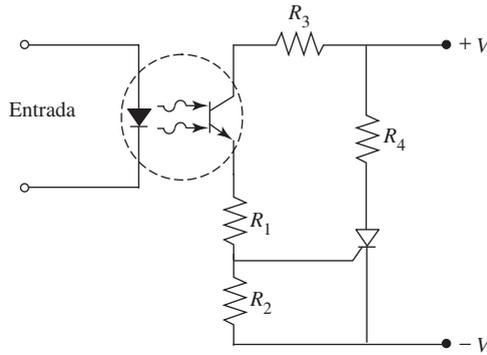
Um circuito similar com um diac (Figura 4.23a) carrega lentamente um capacitor por todo o período determinado pela constante de tempo  $RC$ . O capacitor, depois de ter sido carregado até a tensão igual à de disparo do diac, faz com que esse último conduza. Então, o capacitor é descarregado com rapidez no terminal da porta do SCR. Após um curto intervalo, o diac passa para o estado *desligado* e o ciclo se repete. Esse arranjo requer uma potência relativamente baixa para carregar o capacitor a partir da fonte DC, mas fornece uma potência alta em um curto espaço de tempo, de modo que haja uma passagem confiável para o estado *ligado*. As formas de onda são mostradas na Figura 4.23b.

**Figura 4.23:** a) Circuito de acionamento de SCR usando diac; b) formas de onda.



O circuito de acionamento na Figura 4.24 usa um acoplador óptico para obter o isolamento elétrico entre o circuito de controle e a carga. O acionamento via acoplador óptico também evita o acionamento falso a partir de ruídos e de transitórios. Essa técnica é especialmente popular em relés de estado sólido.

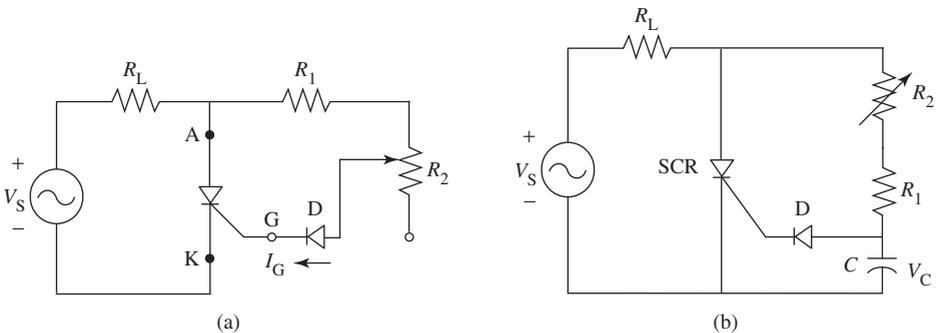
Figura 4.24: Circuito de acionamento de SCR usando um acoplador óptico.



### 4.12.3 Sinais AC

O método mais comum de controle de SCR's em aplicações AC é derivar o sinal de disparo a partir da mesma fonte AC, além de manter o domínio de seu ponto de aplicação para o SCR durante o semiciclo positivo. Um circuito resistivo de disparo simples é mostrado na Figura 4.25a. Durante o semiciclo positivo, o SCR está no estado de bloqueio direto. Em um determinado valor de  $V_s$ , a corrente de porta será alta o bastante para levar o SCR ao estado *ligado*. O momento exato do disparo é controlado pelo reostato  $R_2$ . O diodo D assegura que somente uma corrente positiva seja aplicada na porta. Na Figura 4.25b, um circuito RC produz o sinal de porta. A tensão em C estará atrasada em relação à tensão de alimentação por um ângulo de fase que depende do valor de  $(R_1 + R_2)$  e de C. O acréscimo de  $R_2$  faz com que aumente o tempo que o  $V_C$  leva para alcançar o nível no qual haja corrente de porta suficiente para levar o SCR ao estado *ligado*.

Figura 4.25: Sinais AC: a) controle de fase resistivo; b) controle de fase RC.



### Exemplo 4.18

O circuito de acionamento de porta para um SCR fornece um trem de pulsos com freqüência de 100 Hz e com largura de pulso de 2 ms. Determine a potência média dissipada pela porta se o pulso tiver uma potência de pico de 2 W.

#### Solução

$$\text{período do pulso } T = 1/f = 1/100 = 10 \text{ ms}$$

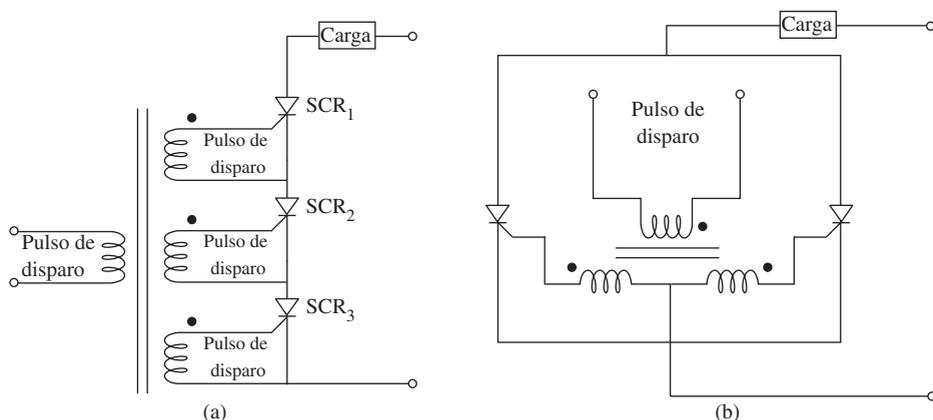
$$\text{ciclo de trabalho } d = T_{\text{ON}}/T = 2/10 = 0,2$$

$$P_{G(\text{avg})} = 0,2 \cdot 2 = 0,4 \text{ W}$$

## 4.13 Acionamento de SCRs em série e em paralelo

Os SCRs ligados em série ou em paralelo devem ser acionados a partir da mesma fonte e no mesmo instante. Para isso, pode-se usar uma tensão relativamente alta de acionamento de porta, o que disparará os SCRs com maior rapidez e proporcionará um tempo uniforme de passagem para o estado *ligado*. Um transformador de pulso é a garantia de que todas as portas sejam acionadas simultaneamente. A Figura 4.26 mostra um *transformador de pulso para acionamento de porta* com enrolamentos múltiplos secundários, isolados de maneira apropriada. Esse transformador também fornece isolamento elétrico, para que a fonte de acionamento não seja carregada em demasia. Isso evita que outros SCRs também disparem.

**Figura 4.26:** Acionamento simultâneo de SCRs: a) acionando SCRs em série; b) acionando SCRs em paralelo.



## 4.14 Circuitos de desligamento (comutação) de SCRs

Se um SCR estiver diretamente polarizado e um sinal for aplicado na porta, o dispositivo passa para o estado *ligado*. Entretanto, uma vez que a corrente de ânodo  $I_A$  esteja acima da corrente de sustentação, a porta perde o controle. A única

maneira de levar o SCR para o estado *desligado* é reduzir a corrente de ânodo, de modo que ela fique abaixo do valor da corrente de sustentação. Também é possível tornar o ânodo negativo em relação ao cátodo. O processo de passagem para o estado *desligado* é conhecido como *comutação*. Em aplicações AC, a condição necessária para isso ocorre quando a fonte muda de polaridade durante o semiciclo negativo. Esse método é denominado *natural* ou *comutação de linha*. Para aplicações DC, essa passagem se dá com o uso de circuitos adicionais, os quais, em primeiro lugar, forçam uma corrente inversa através do SCR por um breve período, a fim de reduzir a corrente de ânodo a zero. Em seguida, esses circuitos adicionais mantêm a polarização inversa até que a passagem para o estado *desligado* seja completada. Esse processo denomina-se *comutação forçada*.

Deve-se observar que, se uma tensão direta for aplicada no instante em que a corrente de ânodo tiver sido diminuída a zero, o SCR não irá bloqueá-la; começará a conduzir de novo, embora não acionado por um pulso na porta. Portanto, é importante manter o dispositivo inversamente polarizado por um tempo finito, denominado *tempo de desligamento* ( $t_{OFF}$ ), antes que uma tensão direta do ânodo seja aplicada. O tempo de desligamento de um SCR é especificado como o período mínimo entre o momento em que a corrente de ânodo passa a zero e o instante em que o dispositivo é capaz de bloquear a tensão direta.

A passagem do SCR para o estado *desligado* pode ser realizada das seguintes maneiras:

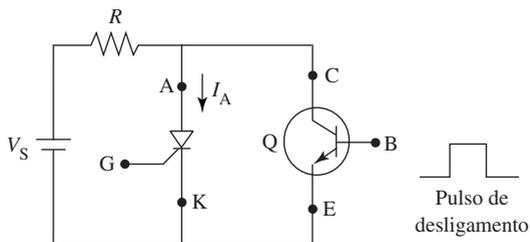
1. desviando a corrente de ânodo por um caminho alternativo;
2. curto-circuitando o ânodo com o cátodo do SCR;
3. aplicando uma tensão inversa (*tornando o cátodo positivo em relação ao ânodo*) no SCR;
4. forçando a corrente de ânodo a cair a zero por um período breve;
5. abrindo o caminho externo proveniente da tensão de alimentação do ânodo;
6. reduzindo a zero, por um momento, a tensão de alimentação.

Os métodos mais comuns para a realização da comutação serão discutidos brevemente nas subseções seguintes.

#### 4.14.1 Capacitor de comutação

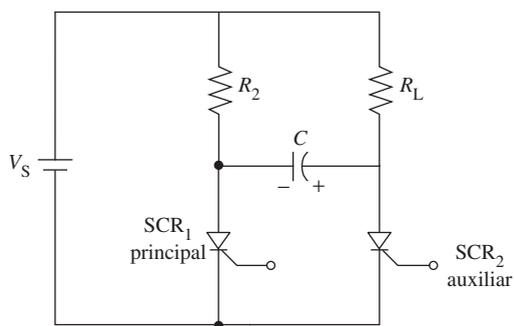
Nos circuitos DC, o SCR pode passar ao estado *desligado* por chaveamento da corrente de ânodo para um caminho alternativo, em tempo suficiente para permitir que o dispositivo recupere sua capacidade de bloqueio. A Figura 4.27 mostra um circuito simples com um transistor chave Q. Quando o SCR estiver no estado *ligado*, o transistor estará desligado. Passar o SCR para o estado *desligado* exige a aplicação de um pulso positivo na base de Q, o que o levará ao estado *ligado*. A corrente de ânodo é desviada para o transistor. Quando cai abaixo do valor da corrente de sustentação, o SCR passa para *desligado*. O transistor fica seguro por um período longo o bastante para levar o SCR ao estado *desligado*. Esse não é um método muito útil para operações repetitivas *ligado-desligado*, uma vez que o SCR não está inversamente polarizado de verdade. Assim, a passagem para o estado *desligado* é lenta.

**Figura 4.27:** Circuitos de desligamento de SCR usando uma chave transistorizada.



Outro método que leva o SCR ao estado *desligado* consiste na aplicação de uma polarização inversa por tempo suficiente, para permitir que o dispositivo recupere sua capacidade de bloqueio direto. Um circuito típico de comutação inclui um capacitor de comutação  $C$  e um SCR<sub>2</sub> auxiliar, como mostra a Figura 4.28. Quando o SCR<sub>1</sub> (principal) estiver conduzindo, o capacitor  $C$  carrega-se com a tensão da fonte  $V_S$  através de  $R_L$ , no início com a polaridade indicada. Nesse instante, o SCR<sub>2</sub> estará desligado. Para que o SCR<sub>1</sub> passe ao estado *desligado*, o SCR<sub>2</sub> é acionado. Quando o SCR<sub>2</sub> passa para o estado *ligado*, o capacitor é chaveado por SCR<sub>1</sub>, o que leva à aplicação de tensão inversa em seus terminais. Se SCR<sub>1</sub> estiver inversamente polarizado há bastante tempo, passará para o estado *desligado*.

**Figura 4.28:** Circuitos de desligamento de SCR usando um capacitor de comutação.



Para assegurar uma comutação bem-sucedida, o valor da capacitância  $C$  deve ser determinado por:

$$C \geq \frac{t_{\text{OFF}}}{0,693 R_L} \quad 4.14$$

onde

$C$  = capacitor de comutação em  $\mu\text{F}$

$R_L$  = resistência de carga em  $\Omega$

$t_{\text{OFF}}$  = tempo de desligamento em  $\mu\text{s}$

### Exemplo 4.19

No circuito da Figura 4.28, a fonte de tensão é de 220 V e a resistência de carga é de 10  $\Omega$ . Determine o valor mínimo de capacitância que assegurará a comutação, caso o tempo de desligamento do SCR seja de 10  $\mu\text{s}$ .

#### Solução

O valor mínimo de  $C$  é:

$$C = \frac{t_{\text{OFF}}}{0,0693 R_L} = \frac{10 (10^{-6})}{0,693 \cdot 10} = 1,44 \mu\text{F}$$

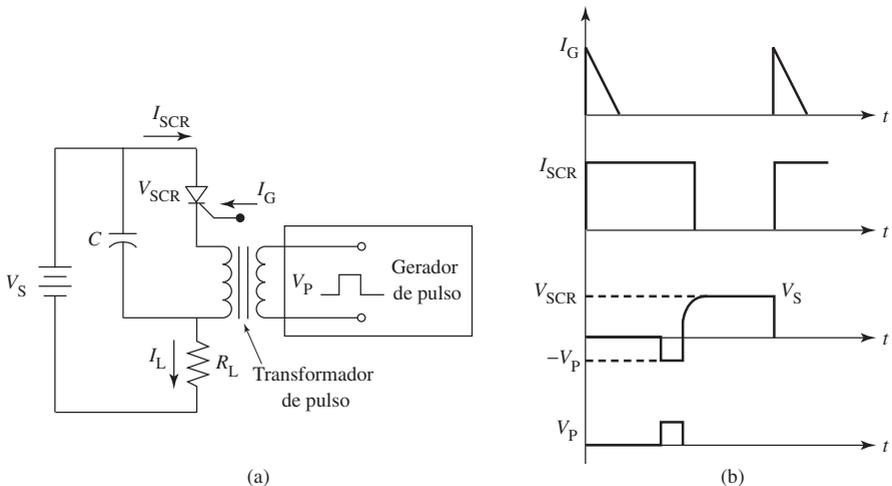
Um valor conveniente para  $C$  seria 1,5  $\mu\text{F}$ .

### 4.14.2 Comutação por fonte externa

Nesse tipo de circuito de comutação, a energia é obtida a partir de uma fonte externa, na forma de pulso. Um circuito simples é mostrado na Figura 4.29. O gerador de pulsos polariza inversamente o SCR e assim o passa para o estado *desligado*. A largura de pulso deve ser suficiente para que o dispositivo fique inversamente polarizado por um período maior do que aquele de passagem ao estado *desligado*.

Quando o SCR for acionado com a aplicação de um sinal na porta, a corrente fluirá por ele, pelo secundário do transformador de pulso e pela carga. Para que o SCR passe ao estado *desligado*, um pulso positivo do transformador é aplicado no cátodo do SCR. O capacitor é carregado em cerca de somente 1 V e pode ser considerado um curto-circuito na duração da comutação.

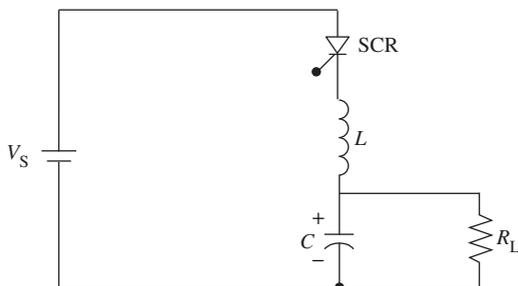
Figura 4.29: Comutação usando fonte externa: a) circuito; b) forma de onda.



### 4.14.3 Comutação por ressonância

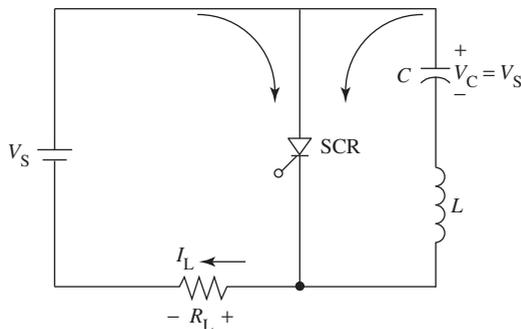
A ressonância natural estabelecida pelo circuito  $LC$  pode ser usada diretamente para levar o SCR ao estado *desligado*, o que elimina a necessidade de uma fonte externa. A Figura 4.30 mostra um circuito simples ressonante em série para passagem ao estado *desligado*. O circuito  $LC$  ressonante subamortecido, em série com a carga, aplica a tensão inversa ao SCR para passá-lo ao estado *desligado*.

Figura 4.30: Circuito de desligamento ressonante em série.



O circuito ressonante paralelo mostrado na Figura 4.31 também pode ser usado para levar o SCR ao estado *desligado*. O capacitor  $C$  é carregado, durante o período no estado *desligado*, até a fonte de tensão com a polaridade indicada. Quando o dispositivo passar para o estado *ligado*, o capacitor descarregará através do circuito  $LC$  ressonante e aplicará uma tensão inversa no SCR, para levá-lo ao estado *desligado*. Uma vez ligado, o SCR conduz até que o capacitor carregue de novo até  $V_S$  e comece a descarregar através do SCR e de  $L$ . Então, passa para o estado *desligado* automaticamente.

Figura 4.31: Circuito de desligamento ressonante em paralelo.



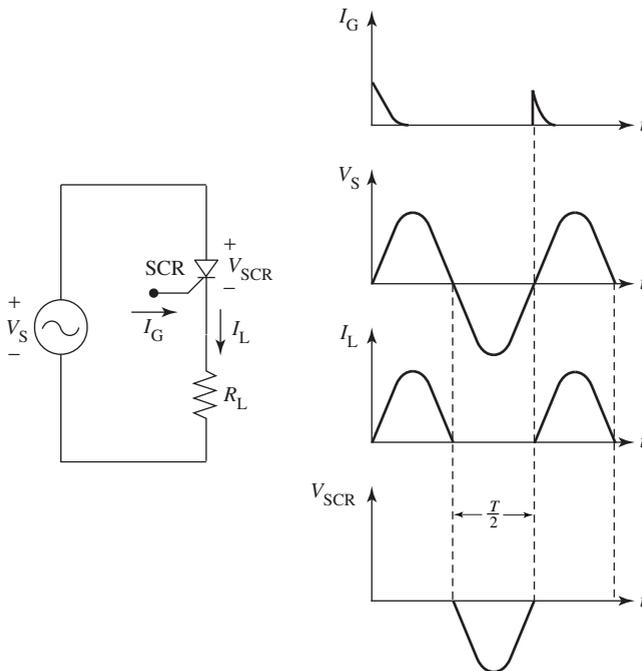
#### 4.14.4 Comutação de linha AC

Esse método é usado em circuitos com uma fonte AC. A Figura 4.32 mostra um circuito típico de linha comutada e suas formas de onda associadas. A corrente de carga flui no circuito durante o semiciclo positivo. O SCR fica inversamente polarizado durante o semiciclo negativo de tensão de entrada. Sem sinal na porta, passará para o estado *desligado* se o tempo dessa passagem for menor do que a duração do semiciclo, isto é, por um período  $T/2$ . A freqüência máxima na qual esse circuito pode operar depende do tempo de desligamento do SCR.

### 4.15 Outros tipos de tiristores

Falamos até agora, com alguns detalhes, do tiristor-padrão, que é o retificador controlado de silício. Os outros membros importantes da família dos tiristores são o tiristor de desligamento por porta (GTO) e o triac. Há também diversos dispositivos de potência baixa, usados principalmente em circuitos de acionamento e que levam o tiristor ao estado *ligado*. Os principais são a chave controlada de silício (SCS) e o diac. O tiristor controlado MOS (MCT) é um dispositivo novo muito promissor.

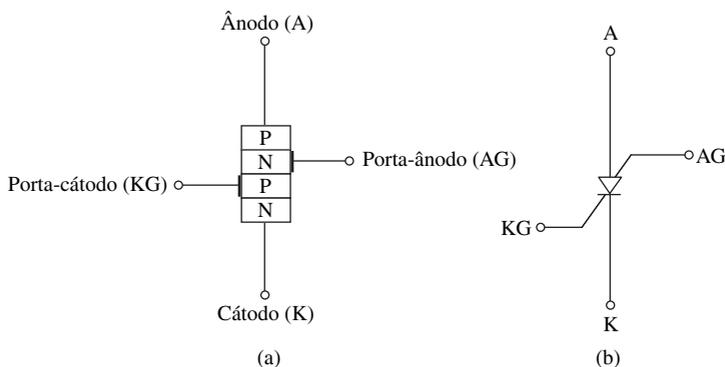
Figura 4.32: Comutação de linha AC.



### 4.15.1 Chave controlada de silício (SCS)

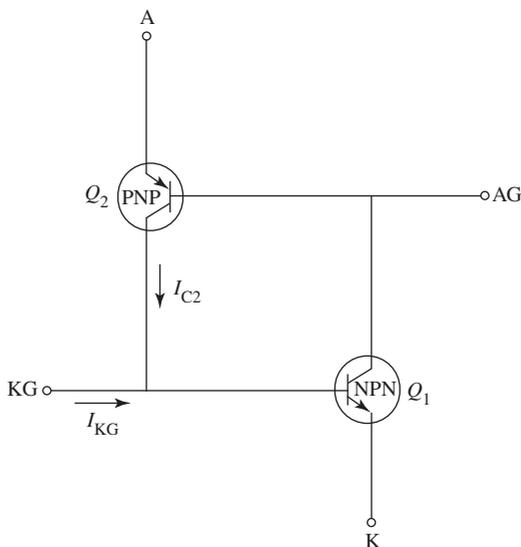
A chave controlada de silício (SCS) é um dispositivo com quatro camadas PNPN. A Figura 4.33 mostra a estrutura e o símbolo desse dispositivo, que tem duas portas: o ânodo (AG) e o cátodo (KG).

Figura 4.33: O SCS: a) estrutura; b) símbolo.



A Figura 4.34 mostra o circuito elétrico equivalente. Como pode ser observado, as duas bases do transistor são acessíveis para aplicação de pulsos na porta. Como em um SCR, o SCS pode passar para o estado *ligado* com a aplicação de um pulso positivo na porta-cátodo ou com um pulso negativo na porta-ânodo. Se o SCS estiver *ligado*, passará para *desligado* com um pulso positivo na porta do ânodo ou um pulso negativo na porta-cátodo. A corrente de porta-ânodo, para a passagem ao estado *ligado*, costuma ser maior, em amplitude, do que a corrente de porta necessária ao cátodo.

Figura 4.34: Circuito equivalente de um SCS.

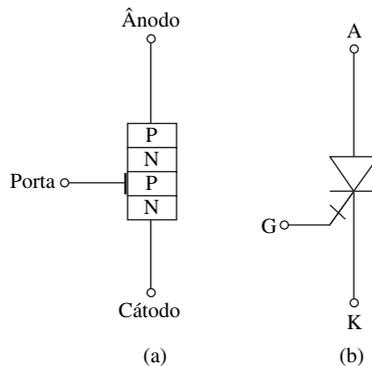


### 4.15.2 Tiristor de desligamento por porta (GTO)

O tiristor de desligamento por porta é uma chave semicondutora de potência que passa para o estado *ligado* como um SCR normal, isto é, com um sinal positivo na porta. Além disso, pode passar para o estado *desligado* por meio de uma corrente de porta negativa. Tanto as operações em estado *ligado* como as em estado *desligado* são, portanto, controladas pela corrente de porta. Uma segunda característica muito importante do GTO são suas qualidades melhoradas de chaveamento. O tempo de ligação é similar ao do SCR, mas o de desligamento é muito menor. Isso permite o uso desses dispositivos em aplicações de alta velocidade. Entretanto, os valores nominais de tensão e de corrente dos GTOs existentes no mercado são mais baixos do que os dos SCRs. Os GTOs também têm quedas de tensão mais altas no estado *ligado* e corrente de fuga menor. São usados em acionadores de motores, fontes de alimentação de funcionamento contínuo (*uninterruptible power supplies* – UPS), compensadores reativos volt-ampère estáticos (*static volt-ampères reactive* – VAR), choppers e inversores em nível de alta potência.

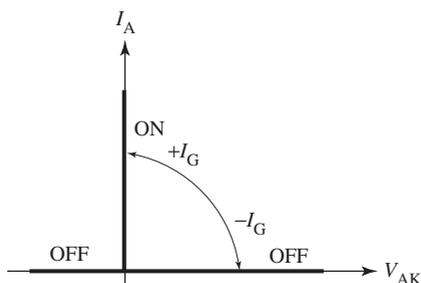
A estrutura de um GTO, mostrada na Figura 4.35a, é quase igual à de um SCR. O símbolo do dispositivo está na Figura 4.35b. Quando o ânodo (A) tornar-se positivo em relação ao cátodo (K) e um sinal positivo for aplicado na porta, o GTO passará para o estado *ligado*. Permanecerá assim até que a corrente do ânodo alcance um valor abaixo da corrente de sustentação. Para o dispositivo passar para o estado *desligado*, basta aplicar um sinal negativo na porta.

**Figura 4.35:** Tiristor de desligamento por porta: a) estrutura; b) símbolo.



A característica ideal V-I do GTO é mostrada na Figura 4.36. Se não houver nenhum sinal algum na porta, o dispositivo permanecerá no estado *desligado* para as duas polarizações de tensão de ânodo-cátodo. Na direção direta, se um sinal positivo  $I_G$  for aplicado na porta, o GTO passará para o estado *ligado*. Permanecerá ligado mesmo quando o sinal na porta for removido. Se um sinal negativo  $-I_G$  for aplicado na porta, o GTO passará para o estado *desligado*. Ficará dessa maneira até que um sinal positivo seja reaplicado na porta. Como um SCR, o GTO pode ir ao estado *desligado* quando houver redução da corrente do ânodo a um valor abaixo da corrente de sustentação.

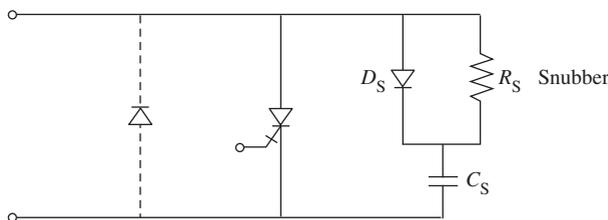
Figura 4.36: Curva característica ideal de um GTO.



A principal desvantagem do GTO, quando comparado ao SRC, é o aumento na amplitude da corrente de porta necessária para a mudança de estado. Usualmente é preciso mais corrente para desligar o dispositivo do que para ligá-lo. O GTO tem também capacidade reduzida de bloqueio de tensão inversa. Portanto, um diodo reverso deve ser usado em paralelo com o SCR (como mostra a Figura 4.37) se houver a possibilidade de uma tensão inversa alta aparecer no dispositivo. As perdas de potência são também maiores do que no SCR, por causa das perdas na condução aumentadas. Entretanto, essas desvantagens sobrepõem a conveniência do dispositivo, quando usado em aplicações DC que, no SCR, exigiriam componentes adicionais para a passagem ao estado *desligado*.

Os GTOs estão sujeitos a grandes perdas de potência quando um aumento acentuado de tensão for aplicado. Para evitar que isso ocorra, um circuito snubber polarizado — com capacitores, resistores e um diodo — é ligado em paralelo com o dispositivo (ver Figura 4.37). O circuito snubber também limita o  $dv/dt$  no GTO durante a passagem para o estado *desligado*.

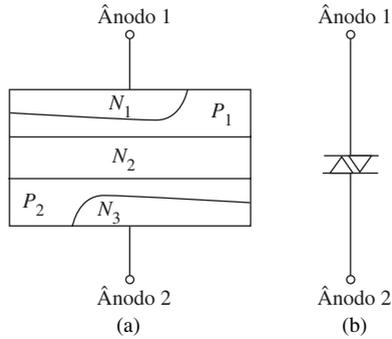
Figura 4.37: Circuito snubber com GTO.



### 4.15.3 Diac

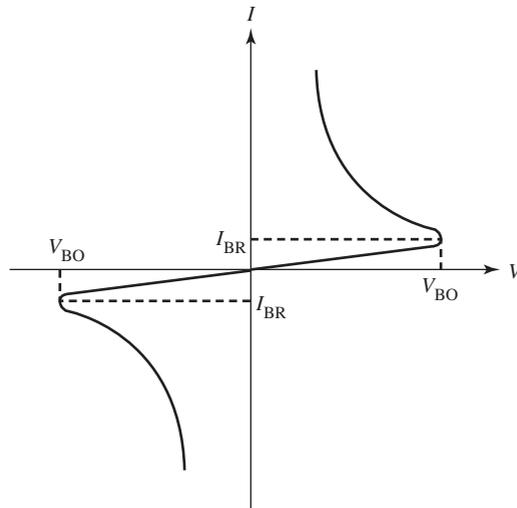
O diac é uma chave semicondutora de três camadas e dois terminais. Ela opera como dois diodos ligados em contraposição em série. A única maneira de o dispositivo passar para o estado *ligado* é excedendo a tensão de disparo. Ele pode ser chaveado de *desligado* para *ligado* para qualquer das polaridades de tensão, o que o torna útil em aplicações AC. A Figura 4.38 mostra a estrutura e o símbolo do dispositivo. Seus terminais são denominados ânodo 1 e ânodo 2.

Figura 4.38: O diac: a) estrutura; b) símbolo.



A Figura 4.39 mostra a curva característica V-I do diac. Quando o ânodo 1 estiver em um potencial mais alto do que o ânodo 2, uma pequena corrente de fuga fluirá até a tensão de disparo  $V_{BO}$ , além da qual o diac conduz. A tensão vai a um valor baixo e fica relativamente constante. Entretanto, a corrente pode passar rapidamente para um valor alto, limitada somente pelo circuito externo. Um comportamento similar ocorre quando o ânodo 2 estiver em um potencial mais alto do que o ânodo 1. As tensões de disparo são muito próximas, em amplitude, em ambas as direções. A variação é de cerca de 10%. Os diacs são muito usados para o acionamento de dispositivos maiores, como SCRs e triacs.

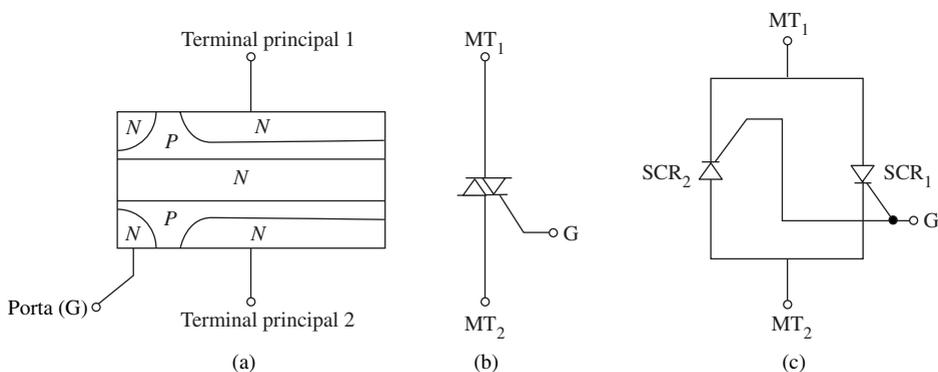
Figura 4.39: Curva característica V-I de um diac.



### 4.15.4 Triac

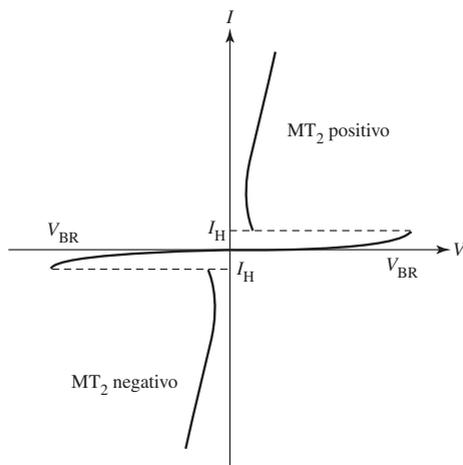
O triac é um diac com um terminal de porta adicionado para controlar a passagem ao estado *ligado*. Ele é capaz de conduzir corrente em ambas as direções, direta e inversa, e pode ser controlado por um sinal na porta, positivo ou negativo. Isso o torna útil para o controle de potência AC. Como no caso do SCR, o triac tem três terminais: *principal 1* ( $MT_1$ ), *principal 2* ( $MT_2$ ) e *porta*. A estrutura e o símbolo do dispositivo são mostrados nas Figuras 4.40a e 4.40b, respectivamente. Um triac é também denominado SCR bidirecional, uma vez que pode ser considerado uma integração de dois SCRs ligados em contraposição em paralelo, como mostra a Figura 4.40c.

**Figura 4.40:** O triac: a) estrutura; b) símbolo; c) circuito equivalente SCR.



A Figura 4.41 mostra a curva característica de tensão-corrente do triac. Ela é idêntica à do SCR para as duas polaridades de tensão aplicadas aos terminais  $MT_1$  e  $MT_2$ . A tensão de disparo do triac pode também ser controlada pela aplicação de

**Figura 4.41:** Curva característica V-I de um triac.



um sinal positivo ou negativo na porta. À medida que a amplitude do sinal aumentar, o ponto de disparo do dispositivo diminuirá. Uma vez que ele esteja *ligado*, o sinal pode ser removido e, exatamente como acontece com o SCR, o triac permanece assim até que a corrente principal chegue abaixo do valor da corrente de sustentação. Os quatro modos operacionais de passagem para o estado *ligado* são resumidos na Tabela 4.3.

**Tabela 4.3:** Modos de operação do triac.

Tensão entre $MT_2$ e $MT_1$	Tensão entre porta e $MT_1$
Positivo	Positivo
Positivo	Negativo
Negativo	Positivo
Negativo	Negativo

O triac é mais econômico e fácil de controlar. Caso a potência a ser regulada seja maior do que os valores nominais do dispositivo, é possível usar um par de SCRs. Por causa da capacidade maior de  $dv/dt$  e dos tempos de desligamento mais baixos do SCR, os circuitos de alta potência costumam empregar dois SCRs para realizar a função de um triac.

Uma das limitações do dispositivo é a baixa velocidade, que restringe a frequência operacional a algumas centenas de hertz. Os triacs são, portanto, usados apenas para regular a tensão AC de 60 Hz em aplicações como iluminação, controles de velocidade de motores e de aquecimento e em relés AC de estado sólido.

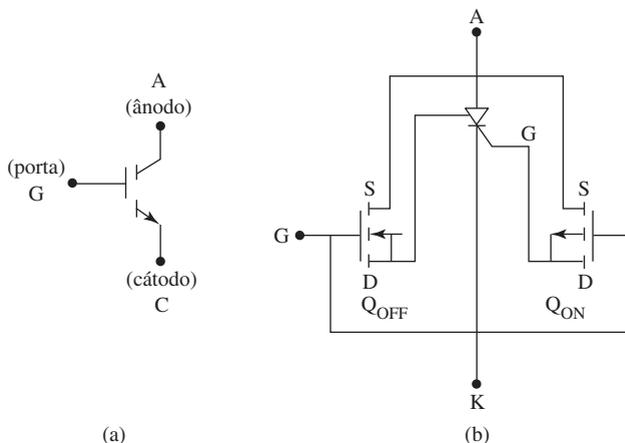
#### 4.15.5 Tiristor controlado MOS (MCT)

O tiristor controlado MOS (MCT) é um dispositivo novo que combina as características do transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (*metal-oxide semiconductor field-effect transistor* – MOSFET) e do SCR. Tem uma queda de tensão direta baixa no estado *ligado* e um baixo tempo de desligamento. Conta com capacidades altas de  $di/dt$  e de  $dv/dt$ . É similar, em funcionalidade, ao GTO, mas exige uma corrente de porta menor para o desligamento. Sua principal desvantagem é a baixa capacidade de bloqueio de tensão inversa.

A Figura 4.42 mostra o símbolo e o circuito equivalente do MCT. Em um MCT, um SCR e dois MOSFETs são combinados dentro de um mesmo dispositivo. Os dois MOSFETs têm o mesmo terminal de porta, que é a porta do MCT, além do mesmo terminal de fonte, que é o ânodo do MCT. O MOSFET  $Q_{OFF}$  canal N, ligado entre o ânodo e uma das camadas internas, passa o SCR para o estado *desligado*, enquanto o MOSFET  $Q_{ON}$  canal P, ligado entre a porta e o ânodo, passa-o para o estado *ligado*.

Ao contrário de um GTO, que passa para os estados *ligado* e *desligado* quando se estabelece uma corrente de porta, o MCT é chaveado quando se emprega a

Figura 4.42: O MCT: a) símbolo; b) circuito equivalente.

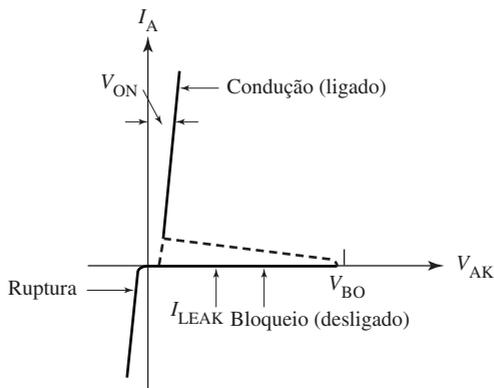


tensão apropriada entre a porta e o ânodo. Quando a tensão porta-ânodo é de aproximadamente  $-5V$ ,  $Q_{ON}$  passa para o estado *ligado* e fornece corrente de porta para o SCR. Isso faz com que o dispositivo passe para o estado *ligado*. O MCT passa para o estado *desligado* com a aplicação de uma tensão porta-ânodo de aproximadamente  $+10V$ , a qual passa  $Q_{OFF}$  para o estado *ligado*. Isso desvia a corrente do SCR e o faz passar para o estado *desligado*.

#### 4.15.5.1 A curva característica V-I do MCT

A Figura 4.43 mostra a curva característica V-I de um MCT. Se o ânodo (A) tornar-se positivo em relação ao cátodo (K) quando não houver tensão aplicada na porta, o dispositivo permanecerá no estado de bloqueio, o que permitirá somente uma pequena corrente de fuga ( $I_{LEAK}$ ). O MCT permanece desligado até que uma tensão de disparo  $V_{BO}$  seja alcançada. Nela, o MCT dispara, embora não passe para o estado *ligado* desse modo.

Figura 4.43: Curva característica V-I de um MCT.



Se o cátodo (K) tornar-se positivo em relação ao ânodo (A), com tensão positiva ou negativa aplicada à porta, o MCT disparará com uma tensão baixa. Essa situação deve ser evitada.

A maneira normal de passar o dispositivo para o estado *ligado* é polarizá-lo diretamente, fazendo com que o ânodo fique positivo em relação ao cátodo e aplicando uma tensão negativa na porta e no ânodo. Quando no estado *ligado*, a queda de tensão ( $V_{ON}$ ) é muito pequena (cerca de 1 V) e a corrente de ânodo fica limitada somente pela resistência de carga. Logo que o MCT passar para o estado *ligado*, a retirada da tensão de porta não o fará retornar ao *desligado*. Se o dispositivo estiver ligado, a aplicação de uma tensão positiva na porta o levará ao estado *desligado* até que uma tensão negativa seja aplicada.

## 4.16 Problemas

- 4.1 Qual a principal diferença entre um diodo e um SCR?
- 4.2 Duas condições devem ser atendidas para fazer com que um SCR passe para o estado *ligado*. Quais são elas?
- 4.3 Que efeito tem a corrente de porta no SCR depois que o dispositivo passa para o estado *ligado*?
- 4.4 Como varia a tensão de disparo com a corrente de porta?
- 4.5 Como passar um SCR para o estado *ligado* quando o terminal de porta estiver aberto?
- 4.6 Que requisitos devem ser atendidos pelo circuito de acionamento de porta?
- 4.7 Explique a operação de um SCR usando o modelo de dois transistores.
- 4.8 Determine os valores médios e RMS na forma de onda de corrente mostrada na Figura 4.6 usando o método de aproximação.  $I_m = 80$  A,  $t_o = 4$  ms e  $T = 20$  ms.
- 4.9 Determine a corrente RMS de um SCR se a corrente média DC for de 80 A, com um ângulo de condução  $\theta$  de  $20^\circ$ .
- 4.10 Determine a corrente RMS de um SCR quando a corrente média DC for de 120 A, com um ângulo de condução  $\theta$  de  $40^\circ$ .
- 4.11 Faça um esboço da forma de onda da corrente de saída de um SCR que controla uma carga quando  $V_{DRM}$  for ligeiramente excedido, o que provocará o disparo sem qualquer acionamento na porta.
- 4.12 Quando a corrente de sustentação de um SCR é maior, a  $-30^\circ\text{C}$  ou a  $+30^\circ\text{C}$ ?
- 4.13 Defina  $I_h$ . Quando a corrente de sustentação cria um problema?
- 4.14 Explique o significado do valor nominal  $di/dt$  de um SCR. O que deverá ocorrer com um SCR quando  $(di/dt)_{\max}$  for ultrapassado? Como esses efeitos podem ser reduzidos?

- 4.15** Explique o significado do valor nominal  $dv/dt$  de um SCR. O que deverá ocorrer com um SCR quando  $(dv/dt)_{\max}$  for ultrapassado? Como esses efeitos podem ser reduzidos?
- 4.16** Determine o valor mínimo da indutância  $L$  em série necessária para proteger um SCR contra um  $di/dt$  excessivo. O dispositivo tem um valor nominal  $di/dt$  de 10 A/ $\mu$ s e a fonte de tensão AC é de 220 V.
- 4.17** Por que um snubber é necessário em um tiristor? Esboce um circuito snubber e explique como ele funciona.
- 4.18** Determine os valores de um circuito snubber RC quando o SCR tiver os seguintes valores nominais:
- $$V_{\text{DRM}} = 200 \text{ V}$$
- $$(dv/dt)_{\max} = 200 \text{ V}/\mu\text{s}$$
- $$(di/dt)_{\max} = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$$
- $$R_L = 10 \Omega$$
- 4.19** Qual a diferença entre um SCR do tipo inversor e um SCR do tipo controle de fase?
- 4.20** Desenhe quatro SCRs em série e o circuito externo para equalizar as tensões.
- 4.21** Descreva os vários métodos usados para o SCR passar ao estado *ligado*.
- 4.22** Descreva os vários métodos usados para o SCR passar ao estado *desligado* em circuitos DC.
- 4.23** Desenhe o símbolo de um triac e identifique seus terminais.
- 4.24** Esboce a curva característica V-I de um triac.
- 4.25** Enumere os quatro modos operacionais de um triac.
- 4.26** Desenhe o símbolo de um diac e identifique seus terminais.
- 4.27** Esboce a curva característica V-I de um diac.
- 4.28** Descreva a operação de um GTO.
- 4.29** Qual a vantagem principal do GTO sobre o SCR convencional?
- 4.30** Desenhe o símbolo de um MCT e identifique seus terminais.
- 4.31** Descreva a operação de um MCT.
- 4.32** Esboce a curva característica V-I de um MCT.

## 4.17 Equações

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{I_m^2 t_o}{T}}$$

$$I_{\text{avg}} = \frac{I_m t_o}{T} \quad 4.2$$

$$f_o = \frac{I_{\text{RMS}}}{I_{\text{avg}}} \quad 4.3$$

$$I_{\text{RMS}} = f_o(I_{\text{avg}}) \quad 4.4$$

$$I_{\text{T(RMS)}} = f_o(I_{\text{T(avg)}}) \quad 4.5$$

$$L \geq \frac{V_p}{(di/dt)_{\text{max}}} \quad 4.6$$

$$T = \frac{V_{\text{DRM}}}{(dv/dt)_{\text{max}}} \quad 4.7$$

$$C \geq \frac{T}{R_L} \geq \frac{V_{\text{DRM}}}{R_L(dv/dt)_{\text{max}}} \quad 4.8$$

$$R_s \geq \sqrt{\frac{V_{\text{DRM}}}{(di/dt)_{\text{max}}}} \quad 4.9$$

$$R = \frac{2V_2 - V_m}{\Delta I} \quad 4.10$$

$$R = \frac{V_1 - V_2}{I_2 - I_1} \quad 4.11$$

$$f \approx \frac{\text{potência média perdida no estado } \textit{ligado} + \textit{estado desligado} \text{ por ciclo}}{\text{energia dissipada durante o chaveamento por ciclo}} \quad 4.12$$

$$V_F = \frac{V_{\text{RRM}}(\text{PIV}) \text{ do SCR}}{\text{tensão de pico aplicada no SCR}} \quad 4.13$$

$$C \geq \frac{t_{\text{OFF}}}{0,693 R_L} \quad 4.14$$

# Retificadores monofásicos não-controlados

5

## Visão geral do capítulo

- 5.1 Introdução
- 5.2 Retificador de meia-onda (retificador de um-pulso)
  - 5.2.1 Com carga resistiva
  - 5.2.2 Com carga indutiva ( $RL$ )
  - 5.2.3 Com carga indutiva e diodo de retorno (FWD)
- 5.3 Retificador de onda completa com transformador com terminal central (retificador de dois-pulsos)
  - 5.3.1 Com carga resistiva
  - 5.3.2 Com carga indutiva ( $RL$ )
- 5.4 Retificador de onda completa em ponte
  - 5.4.1 Com carga resistiva
  - 5.4.2 Com carga indutiva ( $RL$ )
- 5.5 Problemas
- 5.6 Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- descrever a operação de um retificador não-controlado de meia-onda com cargas resistiva e indutiva, utilizando-se de formas de onda como recurso;
- explicar o que significa um diodo de retorno;
- explicar a diferença entre os retificadores de meia-onda e os de onda completa;

- descrever a operação de um retificador não-controlado de onda completa com cargas resistiva e indutiva, utilizando-se de formas de onda como recurso;
- discutir as vantagens de um retificador de onda completa em relação a um de meia-onda.

## 5.1 Introdução

A retificação é o processo de converter tensão e corrente alternadas em tensão e corrente contínuas. Um retificador não-controlado usa apenas diodos como elementos de retificação. A amplitude da tensão de saída DC é determinada pela amplitude da tensão de alimentação AC. Entretanto, a saída DC não é *pura* — contém componentes AC significativas, as quais recebem o nome de *ondulação*. Para eliminá-la, costuma-se inserir um filtro depois do retificador.

Neste capítulo, estudaremos os retificadores monofásicos não-controlados, desde os simples, de meia-onda (que usam um único diodo), até os mais complexos, como o de onda completa em ponte, que utiliza diversos diodos. Suporemos que esses diodos sempre terão a característica ideal daqueles mostrados na Figura 2.3.

## 5.2 Retificador de meia-onda (retificador de um-pulso)

### 5.2.1 Com carga resistiva

A Figura 5.1a mostra um circuito retificador de meia-onda simples alimentando uma carga resistiva pura. A tensão da fonte é uma onda senoidal com valor máximo  $V_m$  e período  $T$ . Durante o semiciclo positivo, quando a tensão no ânodo é positiva em relação à no cátodo, o diodo passa para o estado *ligado*. Isso permite que a corrente flua através do resistor de carga  $R$ . Assim, a tensão na carga ( $v_o$ ) acompanha a meia-onda senoidal positiva. Durante o semiciclo negativo, a tensão no ânodo torna-se negativa em relação à no cátodo e o diodo passa para o estado *desligado*. Assim, não há fluxo de corrente através de  $R$ . A tensão de saída ( $v_o$ ) é mostrada na Figura 5.1b, que também apresenta a corrente na carga.

O retificador de meia-onda, dessa maneira, transforma potência AC em DC. A tensão de saída é pulsante DC e contém uma grande ondulação. Portanto, circuitos de um pulso têm valor prático limitado para aplicações em alta potência.

Os valores quantitativos de interesse, nesse circuito, são os valores médios de tensão DC e de corrente DC na carga.

A *tensão média na carga* é dada por:

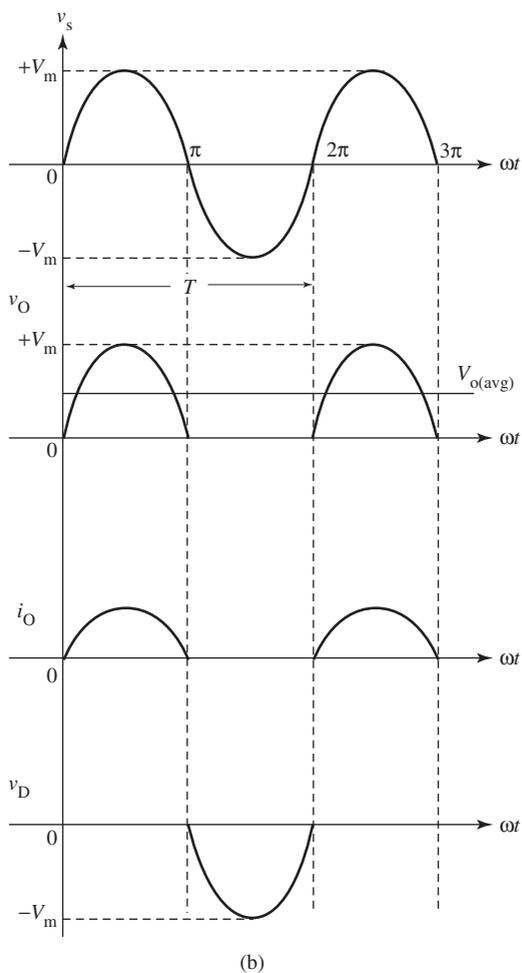
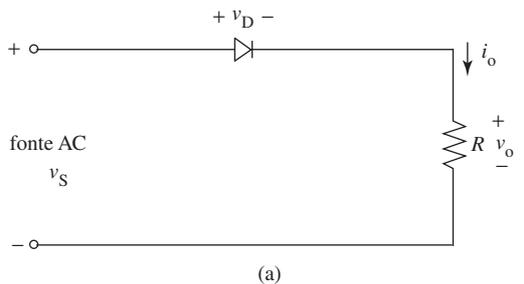
$$\begin{aligned} V_{o(\text{avg})} &= \frac{V_s \sqrt{2}}{\pi} \\ &= V_m / \pi \\ &= 0,318 V_m \end{aligned}$$

onde

$V_S$  = valor RMS da tensão de alimentação

$V_m$  = valor máximo da tensão de alimentação

**Figura 5.1:** Retificador de meia-onda com carga resistiva: a) circuito; b) formas de onda.



A forma de onda da corrente tem a mesma forma de onda da tensão. Portanto, uma relação similar à da Equação 5.1 vale também para o valor médio de corrente na carga:

$$\begin{aligned} I_{o(\text{avg})} &= I_m / \pi \\ &= 0,318 I_m \end{aligned} \quad \mathbf{5.2}$$

onde  $I_m = V_m / R$ .

O *valor efetivo (RMS) da corrente* é dado por:

$$I_{\text{RMS}} = I_m / 2 \quad \mathbf{5.3}$$

O resultado, na Equação 5.3, é característico da forma de onda do circuito de meia-onda.

A forma de onda da tensão do diodo (Figura 5.1b) mostra que ele deve ser capaz de agüentar uma tensão inversa que seja igual ao pico da fonte de tensão. Essa tensão é usada para selecionar o diodo apropriado para um dado circuito. O valor nominal da *PIV* (ou *PRV*) para o diodo é portanto dado por:

$$\text{valor nominal da PIV} \geq V_m \quad \mathbf{5.4}$$

A finalidade de um retificador é converter potência AC em potência DC. Uma vez que estamos supondo que os dispositivos são ideais, sem perdas de potência, o fluxo resultante de potência AC obtido da média de todo o ciclo completo deve ser igual à potência de saída DC. A *potência de saída DC (média)* entregue à carga é dada por:

$$\begin{aligned} P_{o(\text{avg})} &= V_{o(\text{avg})} \cdot I_{o(\text{avg})} \\ &= \frac{V_m}{\pi} \cdot \frac{I_m}{\pi} = \frac{V_m \cdot I_m}{\pi^2 \cdot R} \\ &= \frac{V_m^2}{\pi^2 \cdot R} \end{aligned} \quad \mathbf{5.5}$$

A *potência de entrada AC* é dada por:

$$P_{\text{AC}} = V_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}}$$

$V_{\text{RMS}}$  para o período de 0 a  $\pi$  (semiciclo) é  $V_m/2$ . Portanto,

$$P_{\text{AC}} = \frac{V_m}{2} \cdot \frac{I_m}{2} = \frac{V_m \cdot I_m}{4 \cdot R} = \frac{V_m^2}{4R} \quad \mathbf{5.6}$$

A eficiência do retificador é definida como a relação da potência de saída DC com a potência de entrada AC:

$$\eta = \frac{P_{o(\text{avg})}}{P_{\text{AC}}} \quad 5.7$$

O *fator de forma* é uma medida da qualidade da tensão de saída. Idealmente, a tensão de saída DC de um retificador deve ser constante. Na prática, eles fornecem saídas que são ondas senoidais incompletas. O fator de forma é definido como a relação da tensão de saída RMS com o valor médio da tensão de saída:

$$\text{fator de forma (FF)} = \frac{V_{o(\text{RMS})}}{V_{o(\text{avg})}} \quad 5.8$$

O valor ideal de FF é igual à unidade. FF é igual a 1 se a tensão de saída for um valor constante DC, para o qual  $V_{o(\text{RMS})} = V_{o(\text{avg})}$ .

A tensão de saída de um retificador contém componentes não só DC como AC (ondulação). A frequência e a amplitude da tensão de ondulação são fatores importantes na escolha dos retificadores. Quanto maior a frequência e menor a amplitude, mais fácil filtrar a ondulação dentro de limites aceitáveis.

O *número de pulso* é a relação entre a frequência fundamental de ondulação da tensão DC e a frequência da tensão de alimentação AC.

$$\text{número de pulso} = \frac{\text{frequência fundamental de ondulação}}{\text{frequência da fonte AC}} \quad 5.9$$

O *fator de ondulação* é a relação entre o valor RMS da componente AC e o valor RMS da componente DC.

$$\text{fator de ondulação} = \frac{I_{\text{oAC}}}{I_{\text{oDC}}}$$

Idealmente, o fator de ondulação deve ser igual a zero. No resistor de carga  $R$ :

$$P_L = I_{\text{RMS}}^2 R = I_{\text{DC}}^2 R + I_{\text{AC}}^2 R$$

ou

$$I_{\text{AC}}^2 = I_{\text{RMS}}^2 - I_{\text{DC}}^2$$

$$\frac{I_{\text{AC}}^2}{I_{\text{DC}}^2} = \frac{I_{\text{RMS}}^2}{I_{\text{DC}}^2} - \frac{I_{\text{DC}}^2}{I_{\text{DC}}^2}$$

$$\text{RF}^2 = \frac{I_{\text{RMS}}^2}{I_{\text{DC}}^2} - 1$$

$$RF = \sqrt{\frac{I_{\text{RMS}}^2}{I_{\text{DC}}^2} - 1}$$

5.10

### Exemplo 5.1

O retificador de meia-onda mostrado na Figura 5.1a é ligado a uma fonte AC de 50 V. Se a resistência de carga for de 100  $\Omega$ , determine:

- a tensão máxima na carga
- a tensão média na carga
- a corrente máxima na carga
- a corrente média na carga
- a corrente RMS na carga
- o valor nominal da PIV para o diodo
- a potência de saída DC (média)
- a potência de entrada AC
- a eficiência do retificador
- o fator de forma
- o número de pulso
- o fator de ondulação
- o ângulo de condução

### Solução

- |                                      |  |
|--------------------------------------|--|
| a) tensão máxima na carga            | $V_m = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,7 \text{ V}$   |
| b) tensão média na carga             | $V_{o(\text{avg})} = 0,318 V_m$<br>$= 0,318 \cdot 70,7$<br>$= 22,5 \text{ V}$                      |
| c) corrente máxima na carga          | $I_m = V_m/R = 70,7/100 = 707 \text{ mA}$  |
| d) corrente média na carga           | $I_{o(\text{avg})} = 0,318 \cdot 0,707 = 225 \text{ mA}$   |
| e) corrente RMS na carga             | $I_{o\text{RMS}} = I_m/2 = 0,707/2 = 353,5 \text{ mA}$   |
| f) valor nominal da PIV para o diodo | $PIV \geq V_m = 70,7 \text{ V}$  |
| g) potência de saída DC              | $P_{\text{DC}} = \frac{V_m^2}{\pi^2 \cdot R} \cdot \frac{70,7^2}{\pi^2 \cdot 100} = 5,1 \text{ W}$ |
| h) potência de entrada AC            | $P_{\text{AC}} = \frac{V_m^2}{4R} \cdot \frac{70,7^2}{4 \cdot 100} = 12,5 \text{ W}$               |
| i) eficiência do retificador         | $\eta = \frac{P_{\text{DC}}}{P_{\text{AC}}} = \frac{4}{\pi^2} = 0,405 \text{ ou } 40,5\%$          |

j) fator de forma

$$FF = \frac{V_{o(\text{RMS})}}{V_{o(\text{avg})}} = \frac{V_m/2}{V_m/\pi} = \pi/2 = 1,57$$

k) número de pulso

$$p = \frac{\text{frequência fundamental de ondulação}}{\text{frequência da fonte AC}} = \frac{60}{60} \text{ ou } p = \frac{360^\circ}{360^\circ} = 1$$

l) fator de ondulação

$$\begin{aligned} RF &= \sqrt{\frac{I_{\text{RMS}}^2}{I_{\text{DC}}^2} - 1} \\ &= \sqrt{\frac{(I_m/2)^2}{(I_m/\pi)^2} - 1} \\ &= \sqrt{(\pi/2)^2 - 1} \\ &= 1,21 \end{aligned}$$

m) ângulo de condução

$$\theta = 180^\circ$$

### Exemplo 5.2

Na Figura 5.1a, a fonte de tensão é de 120 V com uma carga resistiva de 10  $\Omega$ . Determine:

- a corrente máxima na carga
- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- a corrente RMS na carga
- a potência absorvida pela carga
- o fator de potência
- o valor nominal da PIV para o diodo

### Solução

Valor de pico da fonte de tensão:

$$V_m = \sqrt{2} V_{\text{RMS}} = 1,414 \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$$

a) corrente máxima na carga

$$I_m = V_m/R = 169,7/10 = 16,97 \text{ A}$$

b) tensão média na carga

$$V_{o(\text{avg})} = 0,318 V_m = 0,318 \cdot 169,7 = 54,0 \text{ V}$$

c) corrente média na carga

$$I_{o(\text{avg})} = 0,318 I_m = 0,318 \cdot 16,97 = 5,4 \text{ A}$$

d) corrente RMS na carga

$$I_{\text{RMS}} = I_m/2 = 16,97/2 = 8,49 \text{ A}$$

e) potência absorvida pela carga  $P = I_{RMS}^2 R = 8,49^2 \cdot 10 = 720 \text{ W}$

f) potência aparente  $S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} = 120 \cdot 8,49 = 1018,8 \text{ VA}$

fator de potência  $\frac{P}{S} = \frac{720}{1018,8} = 0,707$

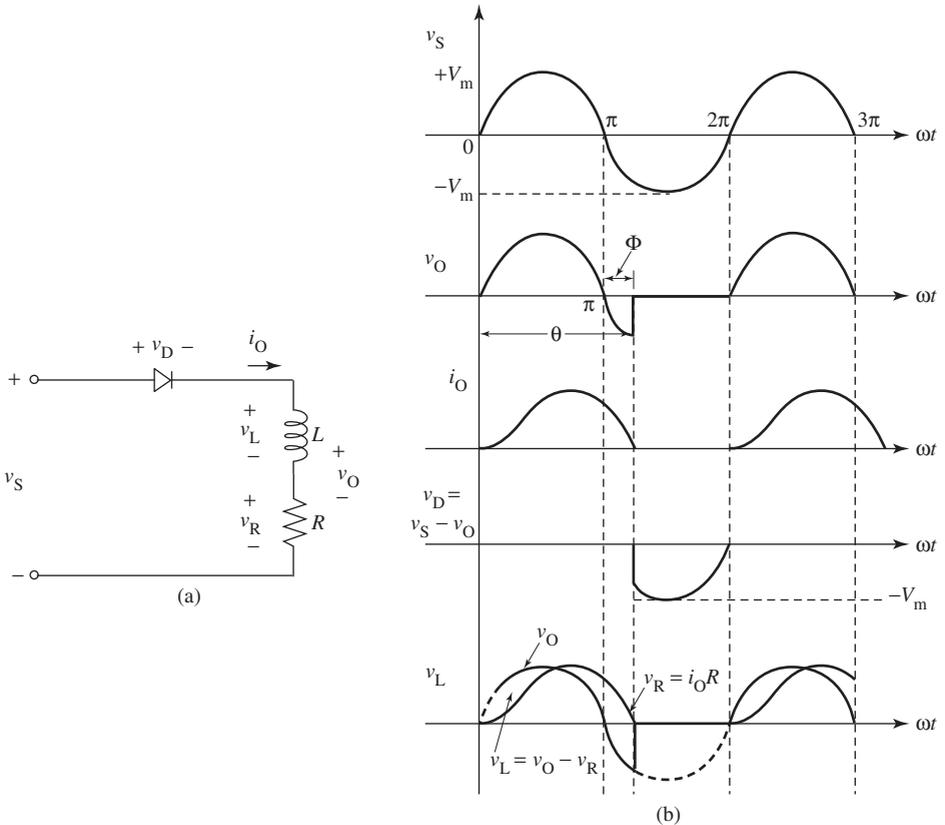
g) valor nominal da PIV para o diodo  $\geq 169,7 \text{ V}$

### 5.2.2 Com carga indutiva (RL)

O circuito de meia-onda com uma carga indutiva (RL), como ocorre na prática, é mostrado na Figura 5.2a. Analisemos a operação desse circuito.

a) Como no caso da carga resistiva, o diodo passará para o estado *ligado* quando o ânodo se tornar positivo em relação ao cátodo. A tensão na carga é, portanto, a mesma do semiciclo positivo da fonte AC.

**Figura 5.2:** Retificador de meia-onda com carga indutiva: a) diagrama do circuito; b) formas de onda de tensão e de corrente.



b) Durante esse período, a energia, transferida a partir da fonte AC, é armazenada no campo magnético que envolve o indutor.

c) A corrente em um indutor não pode variar de maneira instantânea. Portanto, ela aumenta gradualmente até alcançar seu valor máximo. Observe que a corrente não atingirá o valor de pico quando a tensão estiver no máximo. Isso é consistente com o fato de a corrente, em um indutor, ficar atrasada em relação à tensão.

d) Quando a fonte de tensão diminuir, a corrente começará a decrescer de modo gradual e chegará a zero no momento em que toda a energia armazenada pelo indutor for passada para o circuito. A corrente na carga, portanto, existe por pouco mais de metade do período inteiro.

e) Ao mesmo tempo, o campo magnético que se extingue conecta-se ao indutor e induz uma tensão que se opõe à diminuição na tensão aplicada.

f) Logo que a corrente chegar a zero, o diodo ficará inversamente polarizado e permanecerá desligado durante o resto do ciclo negativo. A Figura 5.2b mostra as formas de onda.

Durante o intervalo de  $0$  a  $\pi/2$ , a fonte de tensão  $v_s$  aumenta de zero até o valor positivo máximo, enquanto a tensão no indutor  $v_L$  se opõe à variação da corrente através da carga. No intervalo  $\pi/2$  a  $\pi$ , a fonte de tensão diminui de seu valor positivo máximo até zero. Ao mesmo tempo, a tensão induzida terá revertido sua polaridade e irá se opor à diminuição na corrente. Isto é, ela agora ajuda a corrente direta do diodo.

Em  $\pi$ , a fonte de tensão se inverte e começa a aumentar até atingir seu valor negativo máximo. Entretanto, a tensão no indutor é ainda positiva e sustenta a condução direta do diodo até reduzir-se a zero, ponto em que o diodo bloqueia. Observe que, embora o diodo esteja inversamente polarizado, há nele um fluxo de corrente até que o ângulo  $\theta = \pi + \Phi$  seja alcançado. Isso é consequência da energia armazenada no campo magnético que retorna à fonte.

A forma de onda da tensão no resistor é a mesma de  $i_o$  ( $v_R = i_o R$ ). A diferença entre  $v_R$  e  $v_o$  é a tensão no indutor (ver Figura 5.2b).

g) Se a indutância  $L$  da carga for aumentada, o diodo conduzirá corrente por mais tempo durante o ciclo.

Se supusermos  $L$  como infinito, a corrente que flui através do diodo seria completamente plana e, portanto, *contínua*. Nessa situação, o diodo estaria ligado para o ciclo completo, a tensão nele seria zero e os valores de  $v_s$  e  $v_o$  seriam iguais. O circuito não mais retificaria, e portanto a corrente permaneceria alternada. Como isso não é possível, a corrente de saída deve ser igual a zero por um período menor do que meio ciclo. A tensão média de saída depende, portanto, das indutâncias e das resistências relativas da carga. As formas de onda mostradas na Figura 5.2b são desenhadas para o caso de a tensão média de saída não ser igual a zero, o que significa corrente não-contínua.

O valor médio da tensão na carga é dado por:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos \theta) \quad \mathbf{5.11}$$

onde  $\theta = \pi + \Phi$  é o ângulo de condução ( $\Phi$  depende dos valores de  $L$  e de  $R$ ).

Deve ficar claro, a partir daí, que, enquanto

$\Phi$  se aproxima de  $180^\circ$ ,  $V_{o(avg)}$  se aproxima de zero;

$\theta$  se aproxima de  $360^\circ$ ,  $V_{o(avg)}$  se aproxima de zero.

Em outras palavras, a carga indutiva reduz a tensão média na carga.

Observe que, se  $\theta = 180^\circ$ , então  $V_{o(avg)} = V_m/\pi$  (Equação 5.1).

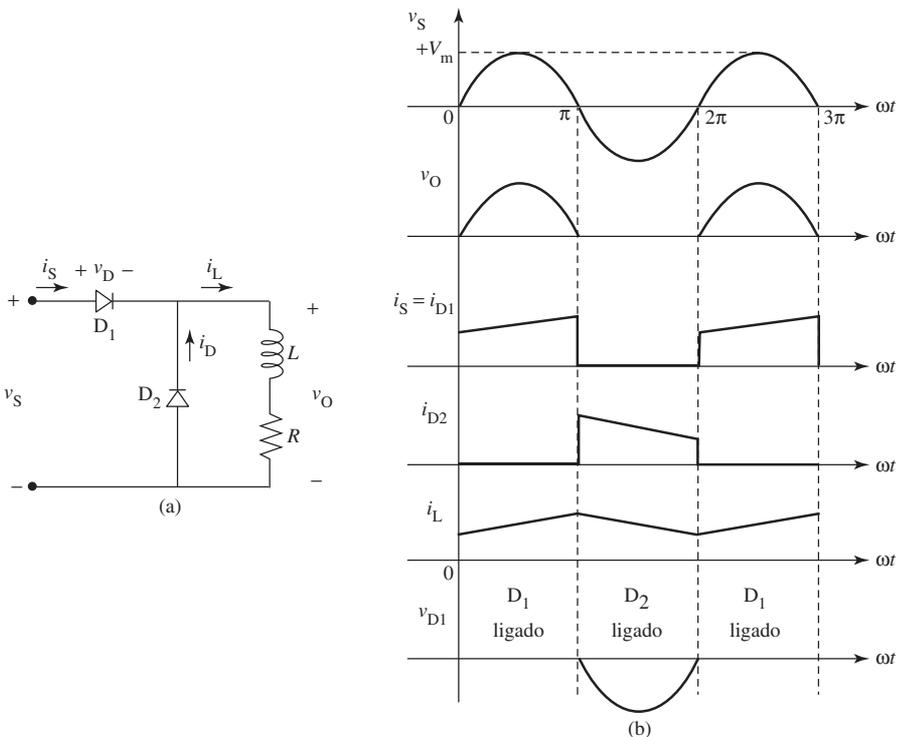
$$I_{o(avg)} = \frac{V_m}{2\pi R} (1 - \cos \theta) \quad 5.12$$

Para aplicações de alta potência, circuitos de um pulso têm o uso praticamente limitado pela baixa tensão de saída e pela grande ondulação na tensão de saída DC.

### 5.2.3 Com carga indutiva e diodo de retorno (FWD)

O circuito na Figura 5.2 pode ser modificado para resultar no circuito mostrado na Figura 5.3, que é de uso prático em aplicações de baixa potência. Ainda é considerado um retificador de meia-onda, embora a corrente na carga possa fluir durante o ciclo inteiro.

**Figura 5.3:** Carga indutiva com um FWD: a) diagrama do circuito; b) formas de onda típicas com uma carga indutiva grande.



O segundo diodo  $D_2$ , adicionado em paralelo com a carga, é conhecido como um diodo de retorno (*freewheeling-diode* – FWD). Ele impede o surgimento de uma tensão negativa na carga, o que acarretaria aumento no valor médio da tensão de saída ( $V_{o(\text{avg})}$ ), assim como no valor médio da corrente  $I_{o(\text{avg})}$ . Durante o semiciclo negativo da tensão de alimentação, o FWD conduz e propicia um caminho alternativo para a corrente na carga. Nesse intervalo de condução, o diodo principal  $D_1$  fica inversamente polarizado e pára de conduzir, tornando, nesse meio período, igual a zero o valor da corrente da fonte. O FWD ajuda a impedir que a corrente na carga chegue a zero e desse modo reduz a ondulação.

A forma de onda de tensão na carga é a mesma do circuito de meia-onda com uma carga resistiva. A tensão média na carga também é igual a  $V_m/\pi$ , como indica a Equação 5.1.

As formas de onda de tensão e de corrente mostradas nessa figura pressupõem uma alta indutância de carga. Quanto mais alta a indutância, mais plana se torna a corrente na carga.

### Exemplo 5.3

No circuito mostrado na Figura 5.3,  $V_s = 240 \text{ V}$  e  $R = 10 \ \Omega$ . Se a indutância da carga for grande, determine:

- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- o valor RMS da corrente na carga
- a potência fornecida à carga
- o fator de ondulação
- o fator de potência

### Solução

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 240 = 339,4 \text{ V}$$

- a) tensão média na carga

$$V_{o(\text{avg})} = 0,318 \cdot 339,4 = 108 \text{ V}$$

- b) corrente média na carga

$$I_{o(\text{avg})} = 108/10 = 10,8 \text{ A}$$

c) Por causa do alto valor da indutância, a corrente na carga é quase constante. O valor RMS dessa corrente iguala, portanto, seu valor médio.

- d) potência fornecida à carga

$$P_L = I_{\text{RMS}}^2 R = (10,8)^2 \cdot 10 = 1166,4 \text{ W}$$

e) fator de ondulação

$$RF = \sqrt{\left[\frac{V_{\text{RMS}}}{V_{\text{DC}}}\right]^2} - 1 = \sqrt{\left[\frac{(339,4/2)}{108}\right]^2} - 1 = 1,211$$

f) fator de potência

$$\frac{P}{S} = \frac{1166,4}{240 \cdot 10,8} = 0,45$$

### 5.3 Retificador de onda completa com transformador com terminal central (retificador de dois-pulsos)

Um retificador monofásico de meia-onda não é muito prático por causa da baixa tensão média de saída, da pouca eficiência e do alto fator de ondulação. Essas limitações podem ser eliminadas pela retificação em onda completa. Os retificadores de onda completa são mais utilizados do que os de meia-onda por causa das tensões e correntes médias mais altas, da eficiência maior e do fator de ondulação reduzido.

#### 5.3.1 Com carga resistiva

A Figura 5.4a mostra o diagrama esquemático do retificador de onda completa com transformador com terminal central no secundário. A fonte de tensão e o resistor de carga são iguais aos da meia-onda. Durante o semiciclo positivo (Figura 5.4b), o diodo  $D_1$  conduz e  $D_2$  está inversamente polarizado. A corrente flui através da carga e provoca uma queda positiva. Durante o semiciclo negativo (Figura 5.4c), o diodo  $D_2$  conduz e  $D_1$  passa para o estado *desligado*. A corrente flui através de  $R$ , mantendo a mesma polaridade da tensão na carga (ver Figura 5.4d). Portanto, a forma de onda da tensão na carga consiste em semiciclos sucessivos de uma onda senoidal, o que resulta em um valor médio maior e em uma frequência de ondulação mais alta.

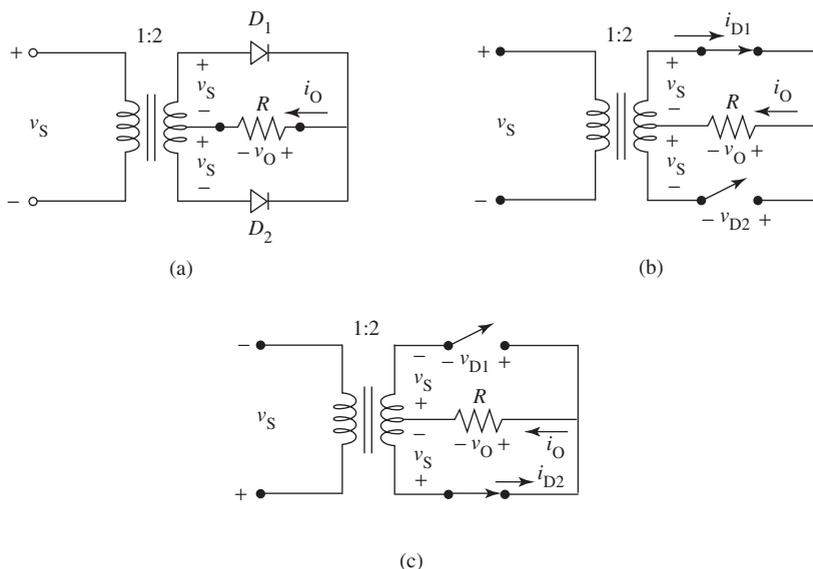
Os valores médios e RMS são similares aos do caso de meia-onda:

$$V_{\text{o(avg)}} = (2 V_m)/\pi = 0,636 V_m \quad \mathbf{5.13}$$

Observe que o valor médio da onda completa é o dobro do valor médio da meia-onda — o que se torna óbvio quando analisamos os dois gráficos de tensão *versus* tempo. De modo semelhante, a corrente média na carga é dada pelo mesmo fator. Portanto,

$$I_{\text{o(avg)}} = (2 I_m)/\pi = 0,636 I_m = \frac{0,636 V_m}{R} \quad \mathbf{5.14}$$

**Figura 5.4:** Retificador de onda completa com terminal central:  
 a) circuito; b) circuito equivalente durante o semiciclo positivo;  
 c) circuito equivalente durante o semiciclo negativo;



A corrente de saída RMS é dada por:

$$I_{o\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707 I_m \quad \mathbf{5.15}$$

O gráfico de tensão no diodo na Figura 5.4d mostra que cada diodo deve agüentar uma tensão inversa igual a  $2 V_m$ . O valor nominal da PIV para os diodos usados no circuito é portanto dado por:

$$\text{valor nominal da PIV para os diodos} \geq 2 V_m \quad \mathbf{5.16}$$

A corrente média do diodo é:

$$I_{D1(\text{avg})} = I_{D2(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/2 = I_m/\pi \quad \mathbf{5.17}$$

A corrente RMS do diodo é:

$$I_{D(\text{RMS})} = I_m/2 \quad \mathbf{5.18}$$

A potência média DC entregue à carga é dada por:

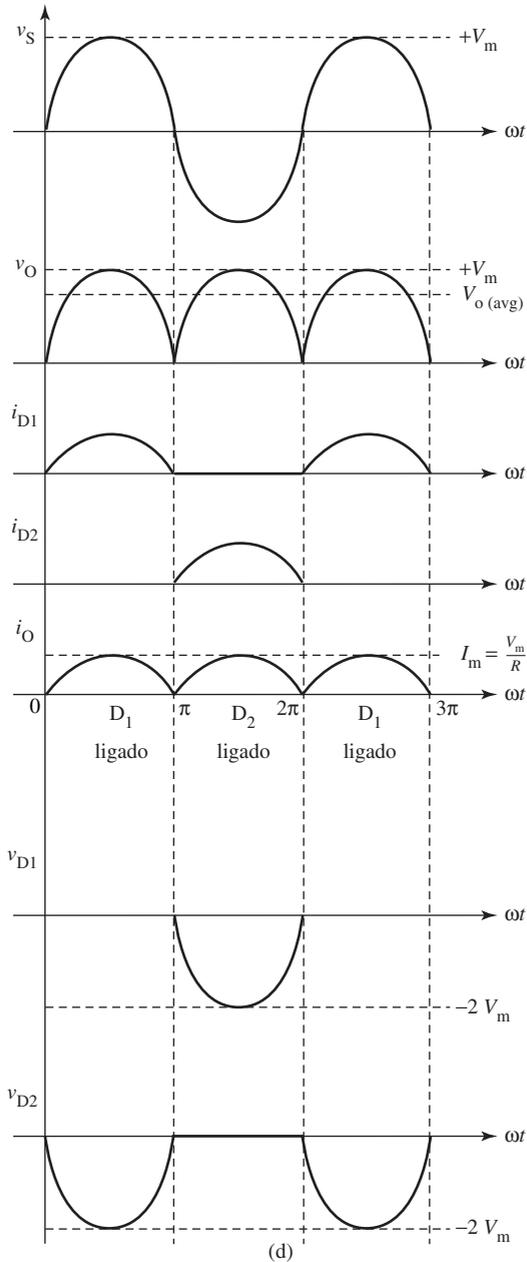
$$P_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})} \cdot I_{o(\text{avg})}$$

$$= \frac{2 V_m}{\pi} \cdot \frac{2 I_m}{\pi} = \frac{4 V_m \cdot V_m}{\pi^2 \cdot R}$$

$$= \frac{4 V_m^2}{\pi^2 \cdot R}$$

5.19

Figura 5.4 (continuação): d) formas de onda de tensão e de corrente.



A potência de entrada AC é dada por:

$$\begin{aligned}
 P_{AC} &= V_{RMS} \cdot I_{RMS} \\
 &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} \\
 &= \frac{V_m^2}{2R}
 \end{aligned}$$

5.20

### Exemplo 5.4

O retificador de onda completa mostrado na Figura 5.4a é alimentado por uma fonte de 120 V, 60 Hz. Se a resistência de carga for de 10  $\Omega$ , determine:

- a corrente máxima na carga
- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- a corrente média no diodo
- a corrente RMS na carga
- a potência entregue à carga
- o valor nominal da PIV para o diodo
- a frequência de ondulação

### Solução

Tensão de pico:

$$V_m = \sqrt{2} V_{RMS} = 1,414 \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$$

- a) corrente máxima na carga

$$I_m = V_m/R = 169,7/10 = 16,97 \text{ A}$$

- b) tensão média na carga

$$V_{o(avg)} = 0,636 V_m = 0,636 \cdot 169,7 = 108 \text{ V}$$

- c) corrente média na carga

$$I_{o(avg)} = 0,636 I_m = 0,636 \cdot 16,97 = 10,8 \text{ A}$$

- d) corrente média no diodo

$$I_{D1(avg)} = I_{D2(avg)} = I_{o(avg)}/2 = 10,8/2 = 5,4 \text{ A}$$

e) corrente RMS na carga

$$I_{\text{ORMS}} = I_m / \sqrt{2} = 16,97 / \sqrt{2} = 12,0 \text{ A}$$

f) potência entregue à carga

$$I^2 R = 12^2 (10) = 1440 \text{ W}$$

g) valor nominal da PIV para o diodo =  $2 V_m = 339,4 \text{ V}$

h) Uma vez que dois ciclos de saída ocorrem para cada ciclo de entrada, a frequência de ondulação = 2 x a frequência da entrada AC =  $2 \cdot 60 \text{ Hz} = 120 \text{ Hz}$ .

### Exemplo 5.5

O retificador de onda completa mostrado na Figura 5.4a é alimentado por uma fonte de 50 V. Se a resistência de carga for de  $100 \Omega$ , determine:

- a tensão média na carga
- a corrente máxima na carga
- a corrente média na carga
- o valor RMS da corrente na carga
- o valor nominal da PIV para o diodo
- a potência média entregue à carga
- a potência de entrada AC
- a eficiência do retificador
- o fator de forma
- o número de pulso
- o fator de ondulação
- o ângulo de condução
- o fator de potência

### Solução

Tensão de pico:

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,7 \text{ V}$$

a) tensão média na carga

$$V_{\text{o(avg)}} = 0,636 V_m = 0,636 \cdot 70,7 = 45 \text{ V}$$

b) corrente máxima na carga

$$I_m = V_m / R = 70,7 / 100 = 707 \text{ mA}$$

c) corrente média na carga

$$I_{\text{o(avg)}} = 0,636 \cdot 0,707 = 450 \text{ mA}$$

d) valor RMS da corrente na carga

$$I_{\text{ORMS}} = I_m / \sqrt{2} = 0,707 / 1,414 = 500 \text{ mA}$$

e) valor nominal da PIV para o diodo  $\text{PIV} \geq 2 V_m = 141,4 \text{ V}$

$$\begin{aligned} \text{f) potência média entregue à carga} \quad P_{o(\text{avg})} &= \frac{4 V_m^2}{\pi^2 \cdot R} \\ &= \frac{4 (70,7)^2}{\pi^2 \cdot 100} \\ &= 20,25 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\text{g) potência de entrada AC} \quad P_{AC} = \frac{V_m^2}{2R} = \frac{70,7^2}{2 \cdot 100} = 25 \text{ W}$$

$$\begin{aligned} \text{h) eficiência do retificador} \quad \eta &= \frac{P_{\text{avg}}}{P_{AC}} = 4 \frac{V_m^2}{\pi^2 \cdot R} \cdot \frac{2R}{V_m^2} = \frac{8}{\pi^2} \\ &= 0,810 \text{ ou } 81\% \end{aligned}$$

$$\text{i) fator de forma} \quad \text{FF} = \frac{V_{o(\text{RMS})}}{V_{o(\text{avg})}} = \frac{50}{45} = 1,11$$

j) número de pulso

$$p = \frac{\text{freqüência fundamental de ondulação}}{\text{freqüência da fonte AC}} = 120/60 \text{ ou } p = \frac{360^\circ}{180^\circ} = 2$$

$$\begin{aligned} \text{k) fator de ondulação} \quad \text{RF} &= \sqrt{\frac{I_{\text{RMS}}^2}{I_{\text{DC}}^2} - 1} \\ &= \sqrt{\frac{(0,5)^2}{(0,45)^2} - 1} \\ &= 0,484 \end{aligned}$$

$$\text{l) ângulo de condução} \quad \theta = 180^\circ$$

$$\text{m) fator de potência} \quad \text{PF} = \frac{(V_m/\pi)(I_{o(\text{avg})}/2)}{(V_m/2\sqrt{2})(I_{o(\text{avg})}/\sqrt{2})} = 2/\pi = 0,64$$

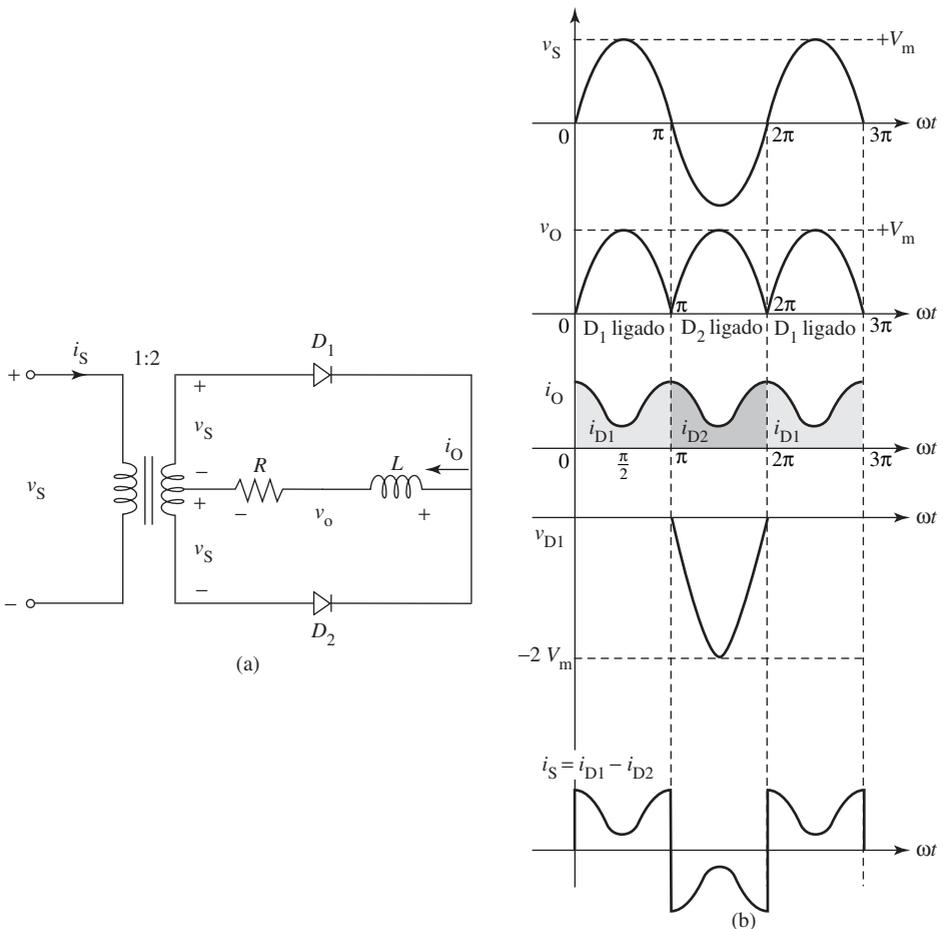
### 5.3.2 Com carga indutiva (RL)

Ao colocar uma indutância em série com a resistência de carga, varia-se a tensão e a forma de onda da corrente, como mostra a Seção 5.2.2. Observe que a corrente na carga continua a fluir por um período após o diodo ficar inversamente polarizado, o que causa uma diminuição na amplitude da tensão média de saída.

A Figura 5.5 mostra o retificador de onda completa com terminal central com uma carga indutiva e tensão associadas, bem como a forma de onda de corrente. Como a Figura 5.5b apresenta, a corrente na carga alcançará o valor máximo quando a fonte de tensão ( $v_s$ ) for igual a zero. Quando  $v_s$  aumentar, em amplitude, durante o intervalo de 0 a  $\pi/2$ , o indutor se oporá ao fluxo da corrente e armazenará energia em seus campos magnéticos. Em  $\pi/2$ , quando  $v_s$  alcançar seu máximo, a corrente na carga estará em seu mínimo. No intervalo entre  $\pi/2$  e  $\pi$ , quando a fonte de tensão diminuir em amplitude, a tensão no indutor se oporá ao processo de diminuição da corrente na carga, como se isso fosse uma ajuda à fonte de tensão. Portanto, a corrente na carga aumentará até um valor máximo, quando então  $v_s = 0$ . O processo continua para cada semiciclo da onda senoidal retificada. A corrente na carga nunca vai a zero, uma vez que a energia armazenada no campo magnético mantém seu fluxo.

As equações são similares àquelas para o retificador com terminal central com carga resistiva. O valor médio da tensão na carga é:

**Figura 5.5:** Retificador com terminal central com carga indutiva:  
 a) diagrama de circuito; b) formas de onda de tensão e de corrente.



$$V_{o(\text{avg})} = (2 V_m)/\pi = 0,636 V_m \quad 5.21$$

O valor médio da corrente na carga é:

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{2 V_m}{\pi R} = 0,636 \frac{V_m}{R} \quad 5.22$$

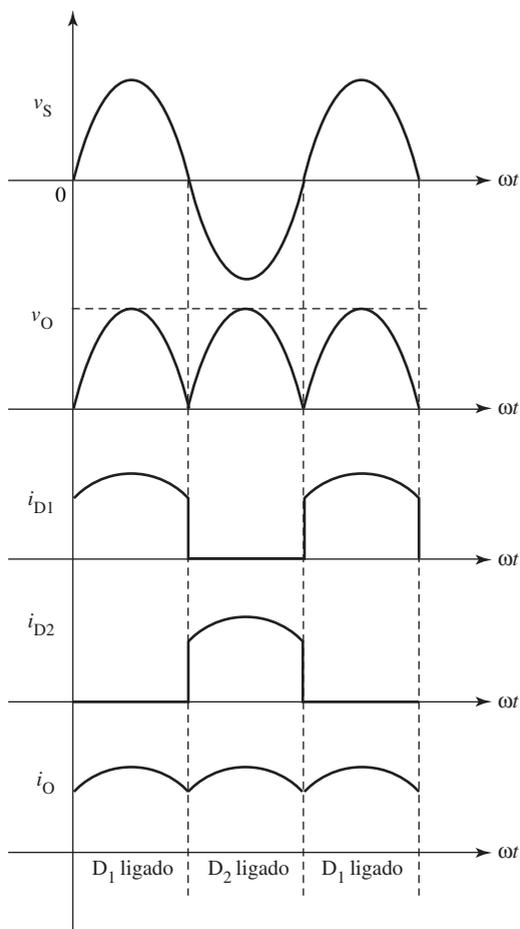
Se a indutância da carga for grande o suficiente, a corrente será praticamente constante, como mostra a Figura 5.6.

O valor RMS da corrente na carga é:

$$I_{o(\text{RMS})} = I_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})}/R \quad 5.23$$

$$I_{D(\text{RMS})} = \frac{I_{o(\text{avg})}}{2} \quad 5.24$$

Figura 5.6: Formas de onda de corrente para uma carga altamente indutiva.



**Exemplo 5.6**

O retificador de onda completa mostrado na Figura 5.5a é alimentado a partir de uma fonte de 115 V. Se a resistência de carga for igual a 100  $\Omega$ , determine:

- a) a tensão de saída DC
- b) a corrente média na carga
- c) a potência entregue à carga
- d) a potência de entrada AC
- e) a eficiência do retificador
- f) o fator de ondulação
- g) o fator de forma

**Solução**

Tensão de pico:

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 115 = 162,6 \text{ V}$$

a) tensão de saída DC

$$V_{o(\text{avg})} = 0,636 V_m = 0,636 \cdot 162,6 = 103,4 \text{ V}$$

b) corrente média na carga

$$I_{o(\text{avg})} = 103,4/100 = 1,03 \text{ A}$$

c) potência entregue à carga

$$\begin{aligned} P_L &= V_{o(\text{avg})} \cdot I_{o(\text{avg})} \\ &= 103,4 \cdot 1,03 \\ &= 107 \text{ W} \end{aligned}$$

d) potência de entrada AC

$$\begin{aligned} P_{AC} &= V_{RMS} \cdot I_{RMS} \\ &= \frac{V_m^2}{2R} \\ &= \frac{(162,6)^2}{2(100)} \\ &= 132,2 \text{ W} \end{aligned}$$

e) eficiência do retificador

$$\eta = \frac{P_L}{P_{AC}} = \frac{107}{132,2} = 0,81 \text{ ou } 81\%$$

f) fator de ondulação

$$\begin{aligned} \text{RF} &= \sqrt{\left[\frac{V_{\text{RMS}}}{V_{\text{DC}}}\right]^2 - 1} \\ &= \sqrt{\left[\frac{(115)}{103,4}\right]^2 - 1} \\ &= 0,48 \end{aligned}$$

g) fator de forma

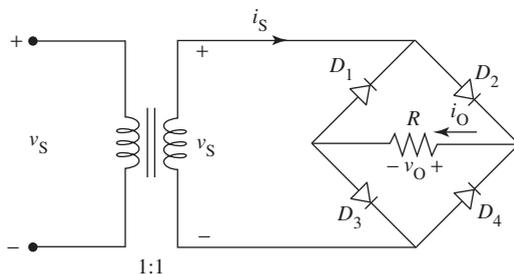
$$\text{FF} = \frac{V_{\text{RMS}}}{V_{\text{o(avg)}}} = \frac{115}{103,4} = 1,11$$

## 5.4 Retificador de onda completa em ponte

### 5.4.1 Com carga resistiva

A retificação de onda completa pode também ser obtida com um retificador em ponte, como mostra a Figura 5.7. Esse retificador usa quatro diodos. Durante o semiciclo positivo da fonte de tensão (Figura 5.8a),  $D_2$  e  $D_3$  estarão diretamente polarizados e poderão, portanto, ser substituídos por uma chave fechada. O fluxo de corrente na carga, nesse período, dá-se através de  $D_2$  e da carga  $R$ ; em seguida, por  $D_3$  e de volta à fonte. Isso resulta em uma queda de tensão positiva em  $R$ .

Figura 5.7: Retificador de onda completa em ponte.



A Figura 5.8b mostra o circuito de onda completa em ponte durante o semiciclo negativo da fonte de tensão. Agora,  $D_1$  e  $D_4$  estão diretamente polarizados e podem ser substituídos por chaves fechadas. O trajeto da corrente na carga passa através de  $D_4$ , de  $R$ , de  $D_1$  e finalmente vai até a fonte. O caminho da corrente através de  $R$  é o mesmo, no que diz respeito à direção, do outro semiciclo. Há, portanto, uma queda de tensão positiva em  $R$  em ambos os semiciclos. Então, o retificador de onda completa em ponte propicia corrente na carga durante ambos os semiciclos. A Figura 5.9 mostra as formas de onda.

Os valores médios e RMS da tensão e da corrente são similares ao do caso da onda completa com terminal central. Entretanto, a forma de onda da tensão na Figura 5.9 mostra que cada um dos diodos deve agüentar uma tensão reversa igual a  $V_m$  somente.

valor nominal da PIV para diodos  $\geq V_m$  **5.25**

Uma vez que existem dois caminhos para a corrente na carga, a corrente média no diodo é apenas a metade da corrente média na carga:

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/2$$
 **5.26**

**Figura 5.8:** Retificador em ponte: a) semiciclo positivo; b) semiciclo negativo.

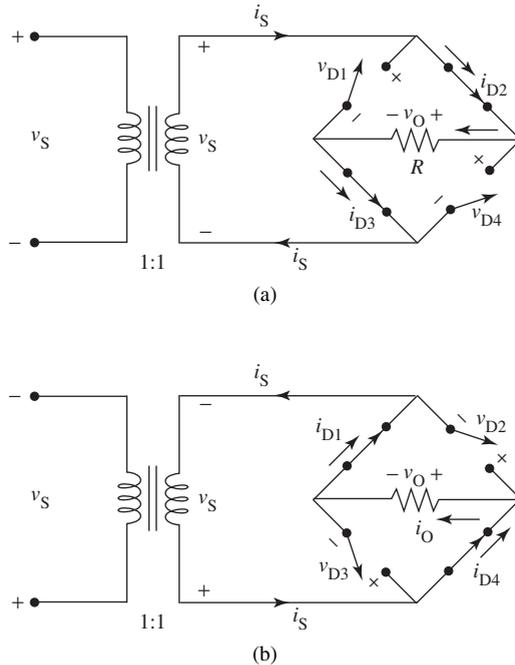
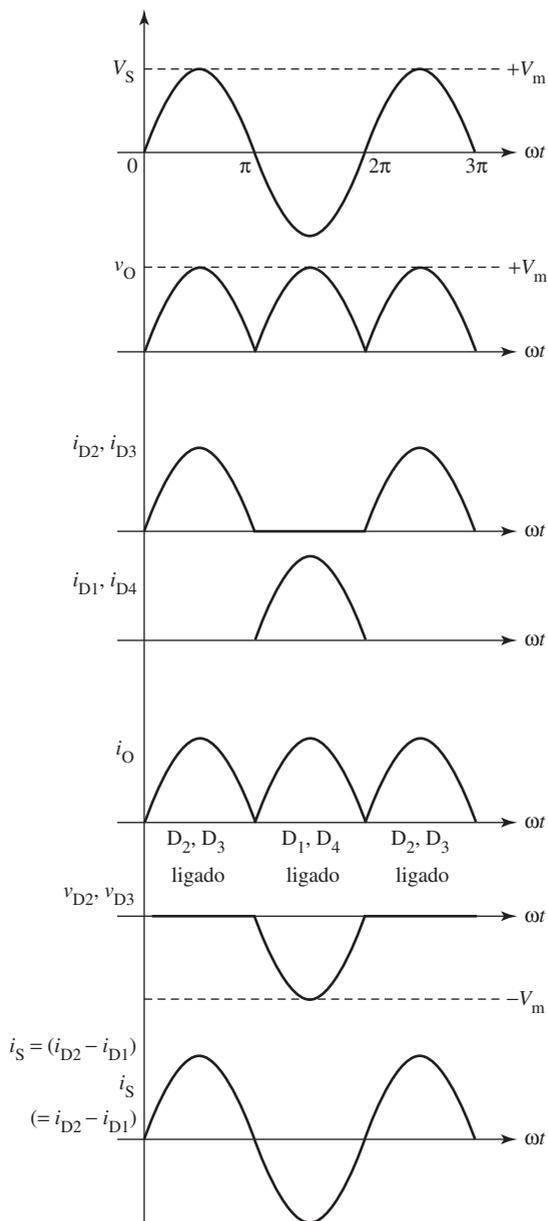


Figura 5.9: Formas de onda para um retificador em ponte



### Exemplo 5.7

O retificador de onda completa em ponte da Figura 5.7 é alimentado por uma fonte de 120 V. Se a resistência de carga for de  $10,8 \Omega$ , determine:

- a tensão de pico na carga
- a tensão DC na carga
- a corrente DC na carga

- d) a corrente média em cada diodo
- e) a potência média de saída
- f) a eficiência do retificador
- g) o fator de ondulação
- h) o fator de potência

**Solução**

a) tensão de pico na carga

$$V_m = \sqrt{2} V_{\text{RMS}} = 1,414 \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$$

b) tensão DC na carga

$$V_{o(\text{avg})} = 0,636 \cdot 169,7 = 108 \text{ V}$$

c) corrente DC na carga

$$I_{o(\text{avg})} = 108/10,8 = 10 \text{ A}$$

d) corrente média em cada diodo

Uma vez que os diodos levam corrente para a carga em semiciclos alternados:

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/2 = 10/2 = 5 \text{ A}$$

e) potência média de saída

$$P_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})} \cdot I_{o(\text{avg})} = 108 \cdot 10 = 1080 \text{ W}$$

f) eficiência do retificador

$$\eta = 8/\pi^2 = 0,81 \text{ ou } 81\%$$

g) fator de ondulação

$$\begin{aligned} \text{RF} &= \sqrt{\left[\frac{V_{\text{RMS}}}{V_{\text{DC}}}\right]^2} - 1 = \sqrt{\left[\frac{120}{108}\right]^2} - 1 \\ &= 0,482 \end{aligned}$$

h) fator de potência

$$\begin{aligned} \text{PF} &= \frac{P}{S} = \frac{V_{o(\text{avg})} \cdot I_{o(\text{avg})}}{V_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}}} \\ &= \frac{108 \cdot 10}{120 \cdot 10} = 0,9 \end{aligned}$$

**Exemplo 5.8**

O retificador de onda completa em ponte da Figura 5.7 é alimentado por uma fonte de 120 V, 60 Hz. Se a resistência de carga for de 10  $\Omega$ , determine:

- a) a tensão média na carga
- b) a corrente máxima na carga
- c) a corrente média na carga
- d) a corrente RMS na carga
- e) a potência entregue à carga
- f) o valor nominal da PIV para os diodos
- g) a corrente média no diodo
- h) a freqüência de ondulação

**Solução**

Tensão de pico na carga:

$$V_m = \sqrt{2} V_{\text{RMS}} = 1,414 \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$$

a) tensão média na carga  $V_{o(\text{avg})} = 0,636 \cdot 169,7 = 108 \text{ V}$

b) corrente máxima na carga  $I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{169,7}{10} = 17 \text{ A}$

c) corrente média na carga  $I_{o(\text{avg})} = 0,636 \cdot 17 = 10,8 \text{ A}$

d) corrente RMS na carga  $= 17/\sqrt{2} = 12,0 \text{ A}$

e) potência entregue à carga  $I_{\text{RMS}}^2 R = 12^2 \cdot 10 = 1440 \text{ W}$

f) valor nominal da PIV para os diodos  $V_m = 169,7 \text{ V}$

g) corrente média no diodo  $I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/2 = 10,8/2 = 5,4 \text{ A}$

h) Uma vez que dois ciclos de saída ocorrem para cada ciclo de entrada, a frequência de ondulação = 2 x frequência de entrada AC = 2 · 60 = 120 Hz.

**Exemplo 5.9**

O retificador de onda completa em ponte da Figura 5.7 é alimentado por uma fonte de 50 V. Se a resistência de carga for de 100  $\Omega$ , determine:

- a) a tensão média na carga
- b) a corrente média na carga
- c) a corrente RMS
- d) o número de pulso
- e) o ângulo de condução
- f) o valor nominal da PIV para os diodos
- g) o fator de forma
- h) o fator de ondulação

**Solução**

Tensão de pico na carga:

$$V_m = \sqrt{2} V_{\text{RMS}} = 1,414 \cdot 50 = 70,7 \text{ V}$$

a) tensão média na carga  $V_{o(\text{avg})} = 0,636 \cdot 70,7 = 45 \text{ V}$

b) corrente média na carga  $I_{o(\text{avg})} = 45/100 = 0,45 \text{ A}$

c) corrente RMS

$$I_{\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2} R} = 0,5 \text{ A}$$

d) número de pulso

$$p = 2$$

e) ângulo de condução

$$\theta = 180^\circ$$

f) valor nominal da PIV para os diodos

$$\text{PIV} = V_m = 70,7 \text{ V}$$

g) fator de forma

$$\text{FF} = \frac{V_{\text{RMS}}}{V_{\text{o(avg)}}} = \frac{50}{45} = 1,11$$

h) fator de ondulação

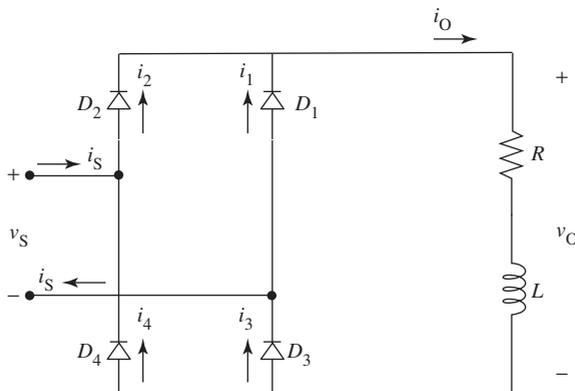
$$\text{RF} = \sqrt{\left[\frac{V_{\text{RMS}}}{V_{\text{DC}}}\right]^2} - 1 = \sqrt{\left[\frac{50}{45}\right]^2} - 1 = 0,483$$

### 5.4.2 Com carga indutiva (RL)

A colocação de uma indutância em série com a resistência de carga faz com que a forma de onda de tensão e de corrente varie. A Figura 5.10 mostra um retificador em ponte com carga indutiva. Suponhamos que a indutância  $L$  seja aproximadamente igual a  $R$ . A corrente na carga não é mais composta de uma meia-onda senoidal, mas a corrente média ainda é a mesma dada pela Equação 5.22:

$$I_{\text{o(avg)}} = \frac{2 I_m}{\pi} = \frac{2 V_m}{\pi R}$$

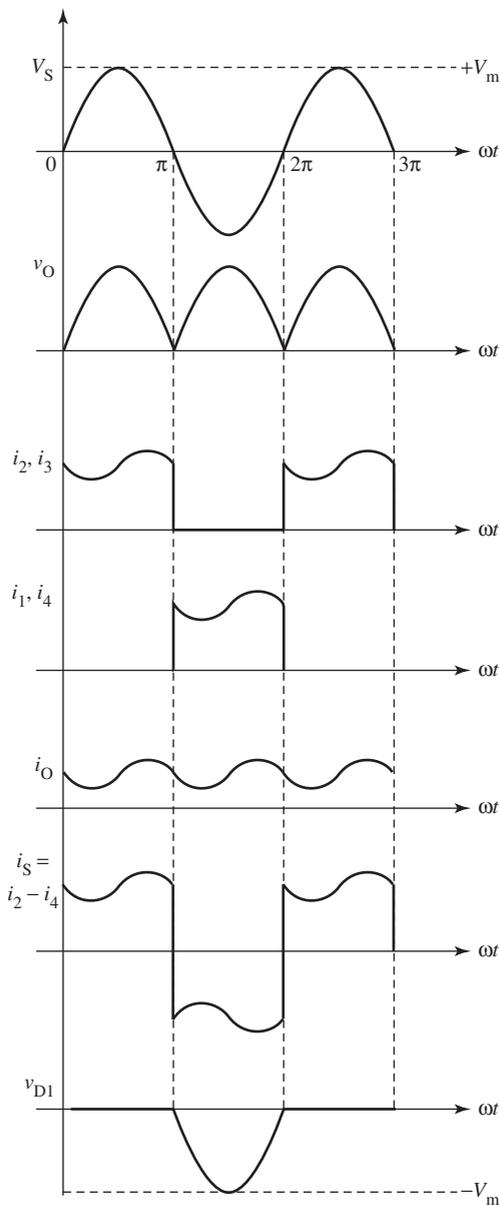
**Figura 5.10:** Circuito retificador em ponte (desenho alternativo) com carga indutiva.



A corrente AC na linha não é mais senoidal; agora, aproxima-se de uma onda quadrada. A Figura 5.11 mostra as formas de onda de tensão da corrente.

Se a indutância da carga for aumentada até se tornar muito maior do que  $R$ , a ondulação passa a ser pequena. Se supusermos uma indutância de carga infinita, a corrente passa a ser constante e o comportamento do circuito é aquele mostrado

Figura 5.11: Formas de onda para a Figura 5.10 ( $L \approx R$ ).



pelas formas de onda na Figura 5.12. Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  conduzem uma corrente constante para a carga no semiciclo positivo, enquanto os diodos  $D_1$  e  $D_4$  fazem o mesmo no semiciclo negativo.

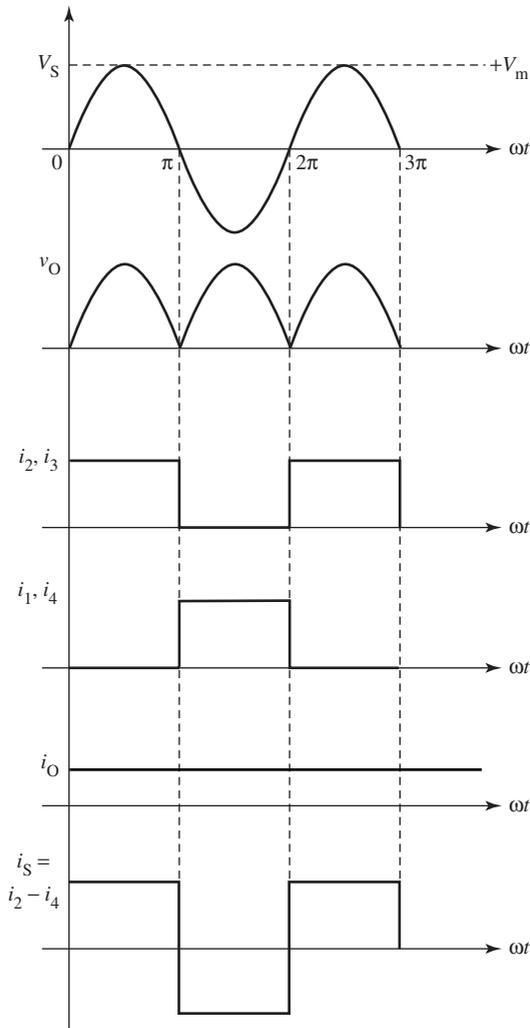
A corrente na fonte é dada por:

$$i_s = i_3 - i_1 = i_2 - i_4$$

5.27

Embora não seja uma onda senoidal, a fonte de corrente AC é uma forma de onda alternada de forma retangular. A carga está sempre conectada à fonte, mas a ligação é invertida de maneira alternada nos semiciclos.

Figura 5.12: Formas de onda para a Figura 5.10 ( $L \gg R$ ).



A tensão de saída ( $v_o$ ) é uma forma de onda completa retificada. Seu valor médio pode ser determinado a partir de:

$$V_{o(\text{avg})} = V_{L(\text{avg})} + V_{R(\text{avg})} \quad \mathbf{5.28}$$

onde  $v_R$  é a tensão na porção resistiva da carga e  $v_L$  é a tensão induzida na indutância. Em operação periódica,  $V_{L(\text{avg})}$ , a tensão média no indutor deve ser igual a zero. Portanto,

$$\begin{aligned} V_{R(\text{avg})} &= V_{o(\text{avg})} = (2 V_m)/\pi \\ &= 0,636 V_m \end{aligned} \quad \mathbf{5.29}$$

A tensão média na carga é igual a do caso resistivo. A corrente média na carga pode ser determinada a partir de:

$$\begin{aligned} I_{o(\text{avg})} &= V_{R(\text{avg})}/R \\ &= 0,636 (V_m/R) \end{aligned} \quad \mathbf{5.30}$$

Uma vez que a corrente na carga é agora essencialmente constante, seus valores RMS, máximo e médio são os mesmos:

$$I_{\text{RMS}} = I_{o(\text{max})} = I_{o(\text{avg})} \quad \mathbf{5.31}$$

Uma vez que os diodos na ponte conduzem em semiciclos alternados, a corrente média em cada diodo é:

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/2 \quad \mathbf{5.32}$$

e a corrente RMS em cada diodo é:

$$I_{D(\text{RMS})} = \frac{I_{o(\text{avg})}}{\sqrt{2}} \quad \mathbf{5.33}$$

### Exemplo 5.10

Um retificador de onda completa em ponte com carga  $RL$  é ligado a uma fonte de 120 V. Se a resistência de carga for de  $10 \Omega$  e  $L \gg R$ , determine:

- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- a corrente máxima na carga
- o valor RMS da corrente na carga
- a corrente média em cada diodo
- a corrente RMS em cada diodo
- a potência fornecida à carga

**Solução**

Tensão de pico na carga:

$$V_m = \sqrt{2} V_{\text{RMS}} = 1,414 \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$$

a) tensão média na carga  $V_{o(\text{avg})} = 0,636 \cdot 169,7 = 108 \text{ V}$

b) corrente média na carga  $V_{o(\text{avg})}/R = 108/10 = 10,8 \text{ A}$

c) corrente máxima na carga = corrente média na carga = 10,8 A

d) valor RMS da corrente na carga = corrente média na carga = 10,8 A

e) corrente média em cada diodo  $I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/2 = 10,8/2 = 5,4 \text{ A}$

f) corrente RMS em cada diodo  $I_{D(\text{RMS})} = \frac{I_{o(\text{avg})}}{\sqrt{2}} = \frac{10,8}{\sqrt{2}} = 7,6 \text{ A}$

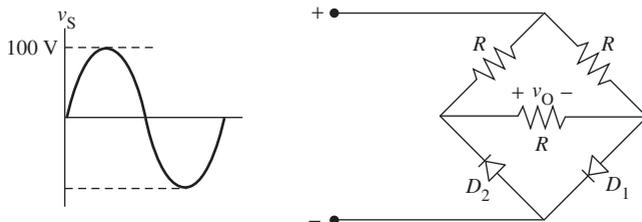
g) potência fornecida à carga  $I_{\text{RMS}}^2 R = 10,8^2 \cdot 10 = 1167 \text{ W}$

**5.5 Problemas**

- 5.1** Defina um retificador.
- 5.2** Faça um desenho esquemático de um retificador de meia-onda e explique sua operação.
- 5.3** Um retificador de meia-onda tem uma tensão média de saída igual a 120 V. Determine o valor nominal da PIV necessário para o diodo.
- 5.4** Um retificador de meia-onda tem uma fonte de tensão igual a 120 V. Se a resistência de carga for de 20  $\Omega$ , determine:
- a tensão média na carga
  - a corrente máxima no diodo
  - a corrente média no diodo
  - o valor nominal da PIV para o diodo
  - a potência média na carga
  - o fator de ondulação
  - o fator de forma
- 5.5** Um retificador de meia-onda com uma carga indutiva e um FWD (diodo de retorno) tem uma tensão de entrada de 120 V, uma resistência de carga de 5  $\Omega$  e uma carga com indutância de 20 mH. Determine:
- a tensão média na carga
  - a corrente média na carga
  - os valores nominais de corrente e tensão do diodo.
- 5.6** Quais são as principais vantagens de um retificador de onda completa em relação a um de meia-onda?

- 5.7** Em um retificador de onda completa com terminal central,  $V_s = 208 \text{ V}$  e a resistência de carga  $R = 100 \ \Omega$ . Determine:
- a tensão máxima na carga
  - a tensão média na carga
  - a corrente máxima no diodo
  - a corrente média no diodo
  - o valor nominal da PIV para o diodo
  - o valor RMS da tensão de saída
  - o fator de ondulação
- 5.8** Um transformador 2:1 alimenta um retificador de onda completa com terminal central a partir de uma fonte de  $400 \text{ V}$ . Se a resistência de carga for de  $R = 500 \ \Omega$  e  $L = 1 \text{ H}$ , determine:
- a tensão média na carga
  - a corrente média na carga
  - a corrente máxima no diodo
  - a potência entregue à carga
  - o valor nominal da PIV para o diodo
- 5.9** Para um retificador monofásico de onda completa com uma carga  $RL$ , a tensão no enrolamento secundário é de  $400 \text{ V}$ . Se a resistência de carga for de  $100 \ \Omega$ , determine:
- a tensão média na carga
  - a tensão RMS na carga
  - a corrente máxima no diodo
  - a corrente média no diodo
  - o valor nominal da PIV para o diodo
- 5.10** Desenhe a forma de onda de saída da Figura 5.7 com todos os diodos invertidos.
- 5.11** Em um retificador de onda completa em ponte,  $V_s = 240 \text{ V}$  e a resistência de carga  $R = 10 \ \Omega$ . Determine:
- a tensão média na carga
  - a corrente média na carga
  - a corrente RMS na carga
  - a corrente média no diodo
  - a potência média de saída
  - o valor nominal da PIV para o diodo
- 5.12** Desenhe a forma de onda de saída da Figura 5.13. Determine a tensão média de saída e o valor nominal da PIV para os diodos.

**Figura 5.13:** Ver Problema 5.12.



## 5.6 Equações

$$V_{o(\text{avg})} = 0,318 V_m \quad 5.1$$

$$I_{o(\text{avg})} = I_m/\pi \quad 5.2$$

$$I_{\text{RMS}} = I_m/2 \quad 5.3$$

valor nominal da PIV  $\geq V_m$  5.4

$$P_{o(\text{avg})} = \frac{V_m^2}{\pi^2 \cdot R} \quad 5.5$$

$$P_{\text{AC}} = \frac{V_m^2}{4R} \quad 5.6$$

$$\eta = \frac{P_{o(\text{avg})}}{P_{\text{AC}}} \quad 5.7$$

fator de forma (FF) =  $\frac{V_{o(\text{RMS})}}{V_{o(\text{avg})}}$  5.8

número de pulso =  $\frac{\text{frequência fundamental de ondulação}}{\text{frequência da fonte AC}}$  5.9

$$\text{RF} = \sqrt{\frac{I_{\text{RMS}}^2}{I_{\text{DC}}^2} - 1} \quad 5.10$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos \theta) \quad 5.11$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{V_m}{2\pi R} (1 - \cos \theta) \quad 5.12$$

$$V_{o(\text{avg})} = (2 V_m)/\pi = 0,636 V_m \quad 5.13$$

$$I_{o(\text{avg})} = (2 I_m)/\pi = 0,636 I_m = \frac{0,636 V_m}{R} \quad 5.14$$

$$I_{o\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707 I_m \quad 5.15$$

valor nominal da PIV para os diodos  $\geq 2 V_m$  5.16

$$I_{\text{D1}(\text{avg})} = I_{\text{D2}(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/2 = I_m/\pi \quad 5.17$$

$$I_{\text{D}(\text{RMS})} = I_m/2 \quad 5.18$$

$$P_{o(\text{avg})} = \frac{4 V_m^2}{\pi^2 \cdot R} \quad 5.19$$

$$P_{AC} = \frac{V_m^2}{2R} \quad 5.20$$

$$V_{o(avg)} = (2 V_m)/\pi = 0,636 V_m \quad 5.21$$

$$I_{o(avg)} = \frac{2 V_m}{\pi R} = 0,636 \frac{V_m}{R} \quad 5.22$$

$$I_{o(RMS)} = I_{o(avg)} = V_{o(avg)}/R \quad 5.23$$

$$I_{D(RMS)} = I_{o(avg)}/2 \quad 5.24$$

valor nominal da PIV para os diodos  $\geq V_m$  5.25

$$I_{D(avg)} = I_{o(avg)}/2 \quad 5.26$$

$$i_s = i_3 - i_1 = i_2 - i_4 \quad 5.27$$

$$V_{o(avg)} = V_{L(avg)} + V_{R(avg)} \quad 5.28$$

$$V_{R(avg)} = V_{o(avg)} = (2 V_m)/\pi \quad 5.29$$

$$I_{o(avg)} = V_{R(avg)}/R \quad 5.30$$

$$I_{RMS} = I_{o(max)} = I_{o(avg)} \quad 5.31$$

$$I_{D(avg)} = I_{o(avg)}/2 \quad 5.32$$

$$I_{D(RMS)} = \frac{I_{o(avg)}}{\sqrt{2}} \quad 5.33$$

# Retificadores monofásicos controlados

## 6

### Visão geral do capítulo

- 6.1** Introdução
- 6.2** Retificadores controlados de meia-onda
  - 6.2.1** Com carga resistiva
  - 6.2.2** Com carga indutiva ( $RL$ )
  - 6.2.3** Com diodo de retorno
- 6.3** Retificadores controlados de onda completa com terminal central
  - 6.3.1** Com carga resistiva
  - 6.3.2** Com carga indutiva ( $RL$ )
  - 6.3.3** Com diodo de retorno
- 6.4** Retificadores controlados de onda completa em ponte
  - 6.4.1** Com carga resistiva
  - 6.4.2** Com carga indutiva ( $RL$ )
  - 6.4.3** Com diodo de retorno
- 6.5** Retificadores semicontrolados em ponte
- 6.6** Conversores duais
- 6.7** Problemas
- 6.8** Equações

### Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- descrever, com a ajuda de formas de onda, a operação de um retificador controlado de meia-onda com cargas resistiva e indutiva;

- descrever, com a ajuda de formas de onda, a operação de um retificador controlado de onda completa com terminal central com cargas resistiva e indutiva;
- descrever, com a ajuda de formas de onda, a operação de um retificador controlado de onda completa em ponte com cargas resistiva e indutiva;
- discutir as vantagens e desvantagens de um conversor com terminal central comparado a um conversor em ponte;
- descrever a operação de um retificador semicontrolado em ponte;
- descrever a operação de um conversor dual.

## 6.1 Introdução

Para projetar um *retificador controlado* ou um *retificador controlado por fase*, é preciso substituir por SCRs (*silicon controlled rectifiers* – retificadores controladores de silício) os diodos do circuito do retificador (ver Capítulo 5). Esse circuito produz uma tensão de saída DC variável, cuja amplitude é obtida por meio de controle de fase, isto é, com o domínio do período de condução, variando o ponto no qual um sinal na porta é aplicado ao SCR.

Ao contrário do que ocorre com um diodo, um SCR não conduzirá automaticamente quando a tensão ânodo-cátodo ficar positiva — um pulso deverá ser aplicado à porta. Se o tempo de retardo do pulso na porta for ajustado, e se esse processo for executado repetidamente, então as saídas dos retificadores poderão ser controladas. Essa técnica é denominada *controle de fase*.

Os retificadores controlados, ou *conversores*, são classificados em dois tipos: completamente controlado e semicontrolado. O completamente controlado, ou tipo dois-quadrantes, usa um SCR como dispositivo de retificação. A corrente DC é unidirecional, mas a tensão DC pode ter qualquer uma das duas polaridades. Com uma delas, o fluxo de potência vai da fonte AC para a carga DC, em um processo chamado *retificação*. Com a inversão da tensão DC pela carga, o fluxo de potência vai da fonte DC para a alimentação AC, em um método denominado *inversão*.

Se metade dos SCRs for substituída por diodos, o circuito passará a ser classificado como semicontrolado ou semiconversor. Esse circuito permite também que o valor médio da tensão de saída DC seja variado pelo controle de fase do SCR. Entretanto, a polaridade da tensão de saída DC e a direção da corrente não podem mudar, isto é, o fluxo de potência ocorre da fonte AC para a carga DC. Os conversores desse tipo são também denominados *conversores de um-quadrante*.

Os retificadores controlados fornecem potência DC para várias aplicações, como controle de velocidade para motores DC, carregadores de baterias e transmissão DC em alta tensão. O controle de fase é usado para frequências abaixo de 400 Hz ou, mais comumente, 60 Hz. A principal desvantagem do controle de fase é a *interferência em radiofrequência* (*radio frequency interference* – RFI). A onda semi-senoidal cortada produz harmônicos de peso que interferem no rádio, na televisão e em outros equipamentos de comunicação.

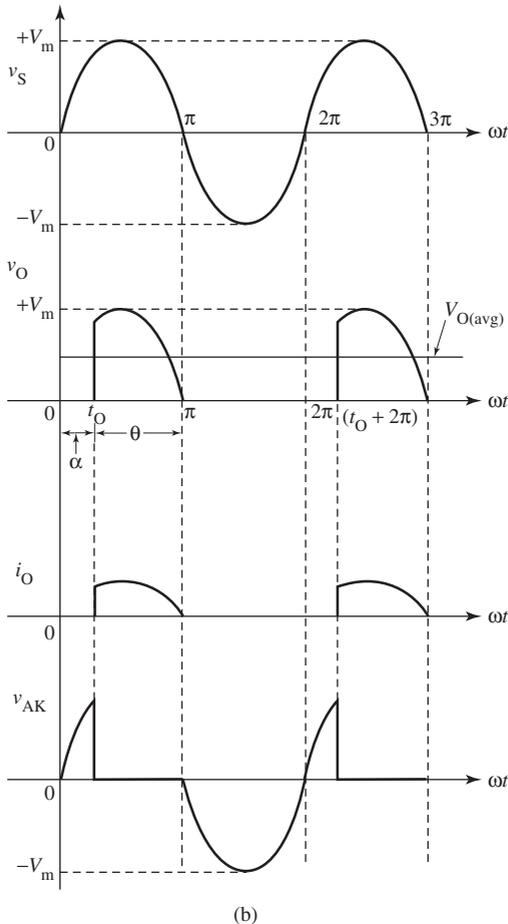
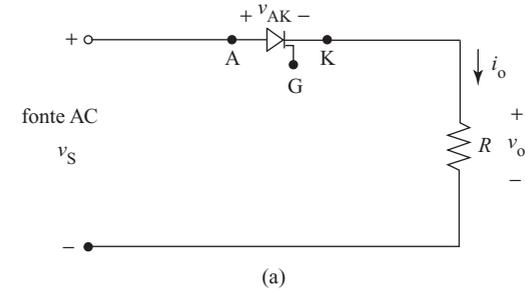
Neste capítulo, estudaremos os retificadores controlados, desde a configuração mais simples, o de meia-onda (raramente usado em aplicações de eletrônica de potência por causa do alto conteúdo de tensão de ondulação na saída), até o circuito retificador com terminal central e em ponte.

## 6.2 Retificadores controlados de meia-onda

### 6.2.1 Com carga resistiva

A Figura 6.1a mostra um circuito retificador controlado de meia-onda com carga resistiva. Durante o semiciclo positivo da tensão de alimentação, o SCR esta-

**Figura 6.1:** Retificador controlado de meia-onda:  
a) circuito; b) formas de onda de tensão e de corrente.



rá diretamente polarizado e conduzirá se o pulso de acionamento for aplicado à porta. Se o SCR passar para o estado *ligado* em  $t_o$ , uma corrente fluirá na carga e a tensão de saída  $v_o$  será igual à tensão de entrada. No tempo  $t = \pi$ , a corrente cai *naturalmente* a zero, uma vez que o SCR estará inversamente polarizado. Durante o semiciclo negativo, o dispositivo bloqueará o fluxo de corrente e não haverá tensão na carga. O SCR ficará fora até que o sinal seja aplicado novamente na porta em  $(t_o + 2\pi)$ . O período que vai de 0 a  $t_o$ , na Figura 6.1b, representa o tempo no semiciclo positivo quando o SCR está desligado. Esse ângulo (medido em graus) é denominado *ângulo de disparo* ou *ângulo de retardo* ( $\alpha$ ). O SCR conduz de  $t_o$  a  $\pi$ ; esse ângulo é denominado *ângulo de condução* ( $\theta$ ).

O valor médio ou DC da tensão na carga é dado por:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2 \pi} \quad 6.1$$

onde

$$V_m = \text{valor máximo da fonte de tensão AC} = \sqrt{2} V_s$$

$$V_s = \text{valor RMS da fonte de tensão AC}$$

De modo semelhante, a corrente média na saída é:

$$\begin{aligned} I_{o(\text{avg})} &= \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2 \pi R} \\ &= \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2 \pi R} \end{aligned} \quad 6.2$$

O valor RMS da corrente na carga é dado por:

$$I_{\text{RMS}} = \left( \frac{I_m}{2} \right) \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad 6.3$$

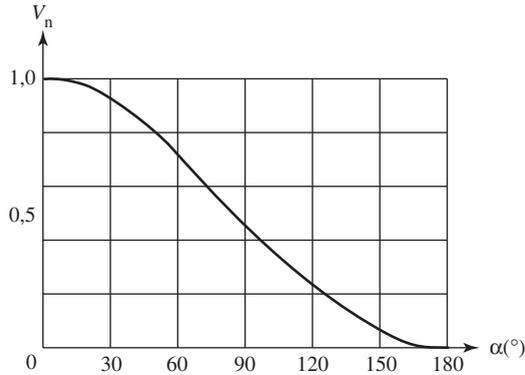
Essas equações indicam que a amplitude da tensão de saída é controlada pelo ângulo de disparo. O aumento de  $\alpha$  disparando o SCR posteriormente no ciclo diminuirá a tensão e vice-versa. A máxima tensão de saída,  $V_{do} = V_m/\pi$ , ocorre quando  $\alpha = 0^\circ$ . É a mesma tensão do circuito de meia-onda com diodo. Portanto, se o SCR for disparado em  $\alpha = 0^\circ$ , o circuito atuará como um diodo retificador.

A tensão média normalizada é:

$$V_n = V_{o(\text{avg})}/V_{do} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)/2 \pi}{V_m/\pi} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad 6.4$$

$V_n$  é função de  $\alpha$ , conhecida como *característica de controle* do retificador e mostrada na Figura 6.2.

Figura 6.2: Característica de controle de um retificador de meia-onda



### Exemplo 6.1

Um retificador controlado de meia-onda é alimentado por uma fonte de 120 V. Se a resistência de carga for de  $10 \Omega$ , determine a tensão na carga e a potência entregue à carga para os seguintes ângulos de retardo:

- $\alpha = 0^\circ$
- $\alpha = 45^\circ$
- $\alpha = 90^\circ$
- $\alpha = 135^\circ$
- $\alpha = 180^\circ$

### Solução

Tensão de pico na carga =  $V_m = \sqrt{2} V_S = 1,414 \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$

Tensão média na carga =  $\frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2 \pi}$

a) Para  $\alpha = 0^\circ$ , obtemos:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{169,7 (1 + \cos 0^\circ)}{2\pi} = 54,0 \text{ V}$$

$$P_L = V_{o(\text{avg})}^2 / R = 54,0^2 / 10 = 293 \text{ W}$$

b) Para  $\alpha = 45^\circ$ , obtemos:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{169,7 (1 + \cos 45^\circ)}{2\pi} = 46,2 \text{ V}$$

$$P_L = V_{o(\text{avg})}^2 / R = 46,2^2 / 10 = 213 \text{ W}$$

c) Para  $\alpha = 90^\circ$ , obtemos:

$$V_{o(\text{avg})} = 27,1 \text{ V}$$

$$P_L = 73,2 \text{ W}$$

d) Para  $\alpha = 135^\circ$ , obtemos:

$$V_{o(\text{avg})} = 7,92 \text{ V}$$

$$P_L = 6,3 \text{ W}$$

e) Para  $\alpha = 180^\circ$ , obtemos:  $V_{o(\text{avg})} = 0 \text{ V}$   
 $P_L = 0 \text{ W}$

Portanto, a potência pode variar de zero a um máximo de 293 W.

### Exemplo 6.2

Um retificador controlado de meia-onda ligado a uma fonte de 150 V, 60 Hz, está alimentando uma carga resistiva de  $10 \Omega$ . Se o ângulo de retardo  $\alpha$  for de  $30^\circ$ , determine:

- a corrente máxima na carga
- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- a corrente RMS na carga
- a potência fornecida à carga
- o ângulo de condução
- a frequência de ondulação
- o fator de potência

### Solução

Tensão de pico na carga =  $V_m = \sqrt{2} V_s = 1,414 \cdot 150 = 212 \text{ V}$

a) corrente máxima na carga

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{212}{10} = 21,2 \text{ A}$$

b) tensão média na carga =  $\frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2 \pi} = \frac{(212)(1 + \cos 30^\circ)}{2 \pi} = 63 \text{ V}$

c) corrente média na carga =  $\frac{(I_m)(1 + \cos \alpha)}{2 \pi} = \frac{(21,2)(1 + \cos 30^\circ)}{2 \pi} = 6,3 \text{ A}$

d) corrente RMS na carga

$$I_{\text{RMS}} = \left( \frac{I_m}{2} \right) \sqrt{\left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]}$$

$$= \frac{(21,2)}{2} \sqrt{\left[ 1 - \frac{30}{180} + \frac{\sin 60^\circ}{2\pi} \right]}$$

$$= 10,5 \text{ A}$$

e) potência fornecida à carga =  $I_{\text{RMS}}^2 R = 10,5^2 (10) = 1094 \text{ W}$

f) ângulo de condução

$$\theta = 180^\circ - \alpha = 180^\circ - 30^\circ = 150^\circ$$

g) frequência de ondulação

$$f_r = \text{frequência da alimentação de entrada} = 60 \text{ Hz}$$

$$h) S = V_s \cdot I_{\text{RMS}} = 150 \cdot 10,5 = 1575 \text{ VA}$$

$$\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{1094}{1575} = 0,69$$

### Exemplo 6.3

Um retificador controlado de meia-onda é ligado a uma fonte de 120 V. Calcule o ângulo de disparo necessário para fornecer 150 W de potência a uma carga de 10  $\Omega$ .

#### Solução

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2\pi}$$

Desenvolvendo,

$$V_m (1 + \cos \alpha) = 2\pi V_{o(\text{avg})}$$

$$1 + \cos \alpha = \frac{2\pi V_{o(\text{avg})}}{V_m}$$

$$\cos \alpha = \frac{2\pi V_{o(\text{avg})}}{V_m} - 1$$

$$\alpha = \cos^{-1} \left\{ \frac{2\pi V_{o(\text{avg})}}{V_m} - 1 \right\}$$

Agora,

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 120 = 170 \text{ V}$$

e

$$P_{\text{avg}} = \frac{V_{o(\text{avg})}^2}{R}$$

$$V_{o(\text{avg})}^2 = P_{\text{avg}} \cdot R = 150 \cdot 10 = 1500$$

$$V_{o(\text{avg})} = \sqrt{1500} = 38,7 \text{ V}$$

Portanto,

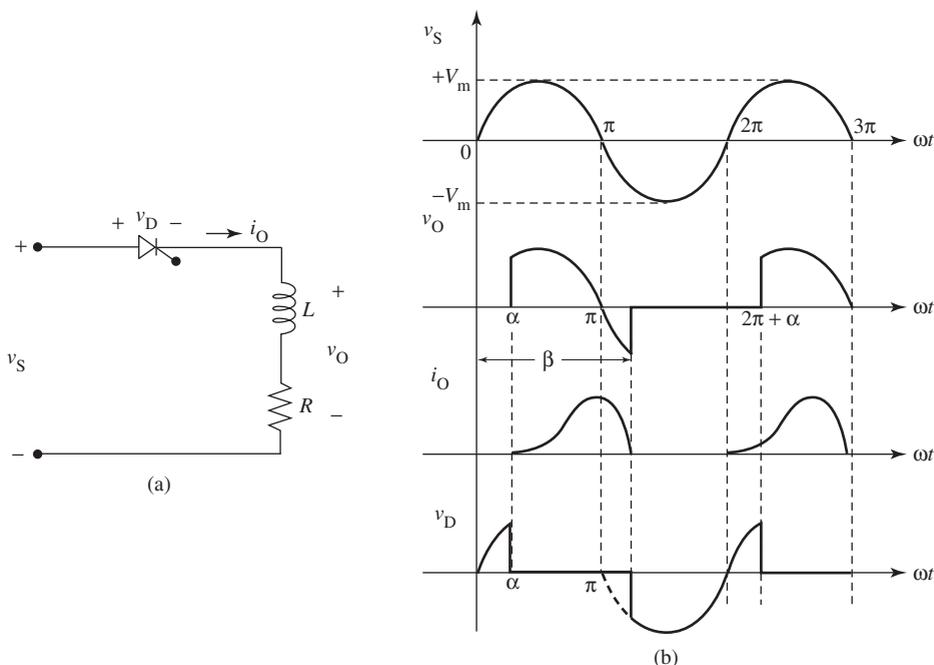
$$\alpha = \cos^{-1} \left\{ \frac{2\pi \cdot 38,7}{170} - 1 \right\}$$

$$= 64,5^\circ$$

## 6.2.2 Com carga indutiva (RL)

Um retificador de meia-onda com uma carga formada por  $R$  e  $L$  é mostrado na Figura 6.3a. Se o SCR for acionado com um ângulo de disparo igual a  $\alpha$ , a corrente na carga aumentará devagar, uma vez que a indutância forçará a corrente a se atrasar em relação à tensão. A tensão na carga ( $v_o$ ) será positiva e o indutor estará armazenando energia em seu campo magnético. Quando a tensão aplicada se tornar negativa, o SCR ficará inversamente polarizado. Entretanto, a energia armazenada no campo magnético do indutor retornará e manterá uma corrente direta através da carga. A corrente continuará a fluir até  $\beta$  (denominado *ângulo de avanço*), quando então o SCR passará para o estado *desligado*. A tensão no indutor mudará de polaridade e a tensão na carga ficará negativa. Em consequência disso, a ten-

**Figura 6.3:** Retificador de meia-onda com carga RL:  
a) circuito; b) formas de onda de tensão e de corrente.



são média na saída vai se tornar menor do que seria se a carga fosse uma resistência pura. As formas de onda para tensão e corrente de saída são mostradas na Figura 6.3b; elas contêm uma significativa quantidade de ondulação.

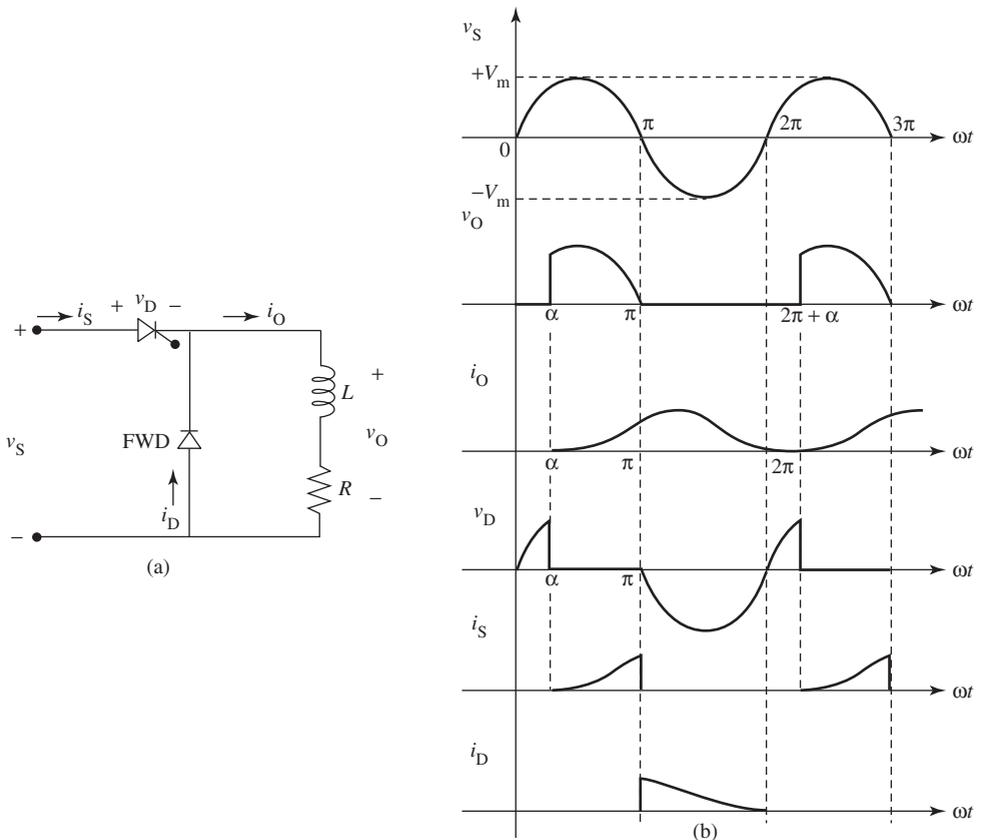
A tensão média na carga é dada por:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (\cos \alpha - \cos \beta)}{2\pi} \quad 6.5$$

### 6.2.3 Com diodo de retorno

Para cortar a porção negativa da tensão de saída instantânea e amenizar a ondulação da corrente de saída, usa-se um diodo de retorno, como mostra a Figura 6.4. Quando a tensão na carga tender à inversão, o FWD ficará diretamente polarizado e passará para o estado *ligado*. O SCR então ficará inversamente polarizado e passará para o estado *desligado*. Portanto, a corrente que fluía da fonte para a carga, pelo SCR, fica agora entre a carga e o diodo de retorno. Observe que a cor-

Figura 6.4: Carga RL com FWD: a) circuito; b) formas de onda.



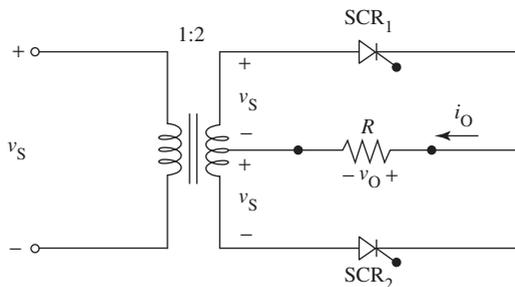
rente continua a fluir na carga após o SCR ter passado para o estado *desligado*. Isso se deve à energia armazenada no indutor. A tensão de saída é a mesma no circuito com carga resistiva. Seu valor médio é dado pela Equação 6.1.

## 6.3 Retificadores controlados de onda completa com terminal central

### 6.3.1 Com carga resistiva

A Figura 6.5 mostra o arranjo básico de um retificador monofásico controlado com terminal central e carga resistiva. O controle de fase, tanto da parte positiva como da negativa da alimentação AC, agora é possível, o que aumenta a tensão DC e reduz a ondulação quando comparado aos retificadores de meia-onda.

Figura 6.5: Circuito retificador controlado de onda completa com terminal central.



Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, SCR<sub>1</sub> fica diretamente polarizado. Se for aplicado um sinal na porta em  $\alpha$ , SCR<sub>1</sub> passará para o estado *ligado*. A tensão de saída ( $v_o$ ) seguirá a tensão de entrada. A corrente na carga ( $i_o = v_o/R$ ) tem a mesma forma de onda da tensão na carga. Em  $\pi$ , quando a corrente se tornar nula, o SCR<sub>1</sub> passará, de maneira natural, para o estado *desligado*. Durante o semiciclo negativo, o SCR<sub>2</sub> ficará diretamente polarizado. SCR<sub>2</sub> será disparado em  $(\pi + \alpha)$ . A tensão de saída seguirá mais uma vez a tensão de entrada. A corrente pelo SCR<sub>2</sub> cairá a zero em  $2\pi$  e o dispositivo passará para o estado *desligado*. SCR<sub>1</sub> será disparado novamente em  $(2\pi + \alpha)$  e SCR<sub>2</sub>, em  $(3\pi + \alpha)$ . O ciclo se repetirá. A Figura 6.6 mostra as formas de onda resultantes de tensão e de corrente.

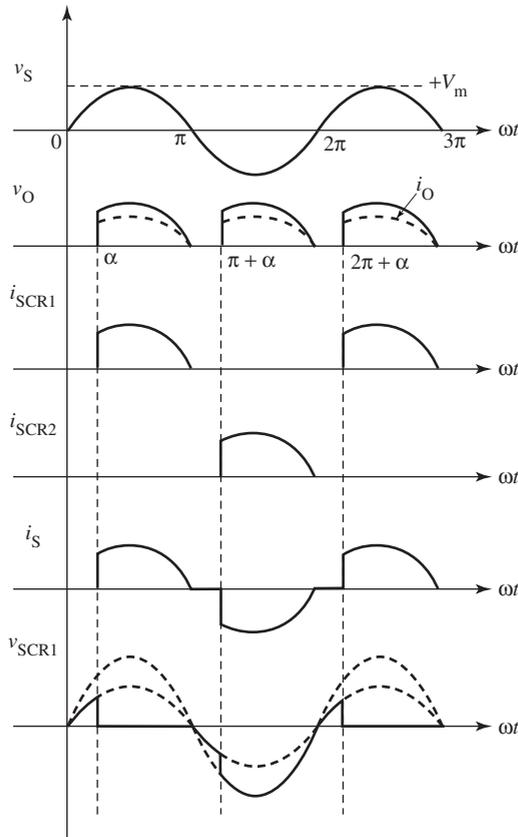
O valor médio da tensão na carga é o dobro daquele apresentado pela Equação 6.1:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.6$$

e

$$I_{\text{RMS}} = I_m \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad 6.7$$

**Figura 6.6:** Formas de onda de um retificador de onda completa com terminal central e carga resistiva.



### 6.3.2 Com carga indutiva (RL)

A Figura 6.7 mostra as formas de onda para tensão e corrente quando se supõe uma carga indutiva alta, de tal modo que a corrente na carga seja contínua (isto é, sempre existente). SCR<sub>1</sub> conduz durante 180°, de  $\alpha$  a  $(\pi + \alpha)$ , e a tensão na carga segue a tensão de entrada. Em  $(\pi + \alpha)$ , SCR<sub>2</sub> é disparado. SCR<sub>1</sub> agora passa para o estado *desligado*, uma vez que a tensão de alimentação aparece de imediato e aplica uma polarização inversa. SCR<sub>2</sub> conduz durante 180° de  $(\pi + \alpha)$  a  $(2\pi + \alpha)$  e fornece potência à carga.

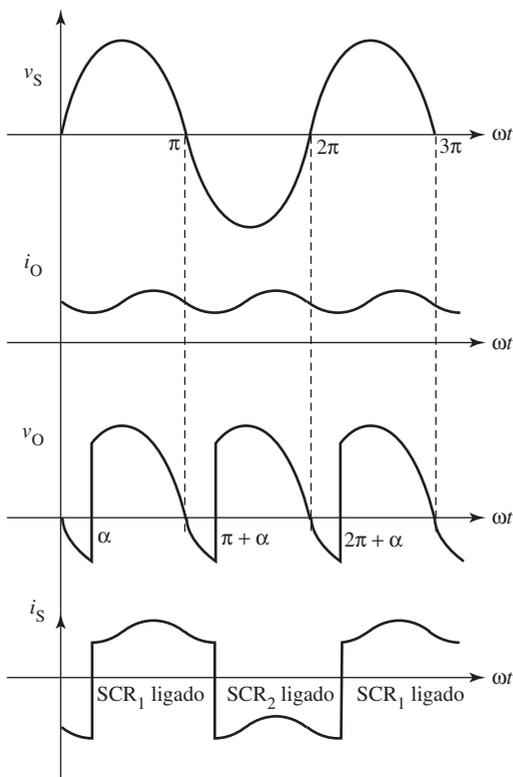
O valor médio da tensão na carga é dado por:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \tag{6.8}$$

A tensão de saída estará em seu máximo quando  $\alpha = 0^\circ$ , será zero quando  $\alpha = 90^\circ$  e estará em seu máximo negativo quando  $\alpha = 180^\circ$ . A tensão média de saída normalizada é:

$$V_n = \frac{V_{o(\text{avg})}}{V_{do}} = \cos \alpha$$

Figura 6.7: Formas de onda de um retificador de onda completa com terminal central e carga  $RL$ .



A curva característica de controle (plotagem de  $V_n$  em função de  $\alpha$ ) é mostrada na Figura 6.8.

A tensão de saída RMS é dada por:

$$V_{o(\text{RMS})} = V_{s(\text{RMS})}$$

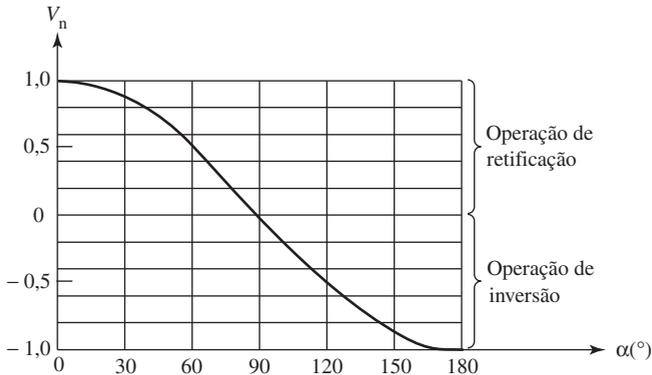
### Exemplo 6.4

Com a ajuda de formas de onda, explique a operação de um retificador de onda completa com terminal central e carga  $RL$  para os seguintes ângulos de disparo:

- $0^\circ$
- $45^\circ$

- c)  $90^\circ$
- d)  $135^\circ$
- e)  $180^\circ$

Figura 6.8: Característica de controle de um retificador com terminal central.



### Solução

a) A Figura 6.9 mostra as formas de onda para tensão e corrente, supondo-se uma alta carga indutiva, com um ângulo de disparo de  $0^\circ$ .

Durante o semiciclo positivo da tensão da fonte,  $SCR_1$  fica diretamente polarizado e  $SCR_2$ , inversamente polarizado. A tensão na carga é  $v_s$ . Durante o semiciclo negativo,  $SCR_2$  fica diretamente polarizado e  $SCR_1$ , inversamente polarizado. A tensão na carga é  $v_s$ . A aplicação de um pulso na porta, com ângulo de disparo-retardo igual a zero, resulta em uma saída similar àquela de um retificador não-controlado. Cada um dos SCRs conduz durante  $180^\circ$  e fornece corrente para a carga durante esse período.

b) Se o ângulo de disparo aumentar, a tensão média de saída DC cai, como mostra a Figura 6.10, a qual contém as formas de onda de tensão e de corrente com  $\alpha = 45^\circ$ . Se  $SCR_1$  for acionado a  $45^\circ$ ,  $SCR_2$  conduzirá até esse ponto, embora a tensão da fonte seja negativa por causa da natureza altamente indutiva da carga. Quando  $SCR_1$  passar para o estado *ligado*,  $SCR_2$  ficará inversamente polarizado e passará para o estado *desligado*. O SCR desligado ficará sujeito ao dobro da tensão da fonte na direção negativa (ver forma de onda do  $v_{SCR1}$ ). A corrente para a carga é fornecida ora por  $SCR_1$ , ora por  $SCR_2$ , cada um deles conduzindo a  $180^\circ$ .

c) Se o ângulo de disparo  $\alpha$  for aumentado para  $90^\circ$ , os dois SCRs ainda permanecerão conduzindo a  $180^\circ$ , como mostra a Figura 6.11. Entretanto, a tensão média DC cairá a zero, o que significa não haver transferência de potência da fonte AC para a carga DC.

Em resumo, à medida que o ângulo de disparo aumenta de  $0^\circ$  a  $90^\circ$ , a potência fornecida para a carga DC diminui, caindo a zero quando  $\alpha = 90^\circ$ .

d) Se o ângulo de disparo  $\alpha$  aumentar acima de  $90^\circ$ , a corrente na carga poderá fluir somente se houver uma fonte de tensão negativa no lado da carga DC. Isso é possível, por exemplo, em um motor DC submetido a condições regenerativas.

Quando  $\alpha = 135^\circ$ , a tensão média DC ( $V_{O(\text{avg})}$ ), como mostra a Figura 6.12, será negativa. A corrente na carga ainda fluirá, em cada um dos SCRs a  $180^\circ$ , em sua direção original, mas a tensão terá mudado de polaridade. A potência agora fluirá da carga DC para a fonte AC. Esse circuito atua como um *inversor*.

Figura 6.9: Formas de onda de tensão e de corrente para  $\alpha = 0^\circ$ .

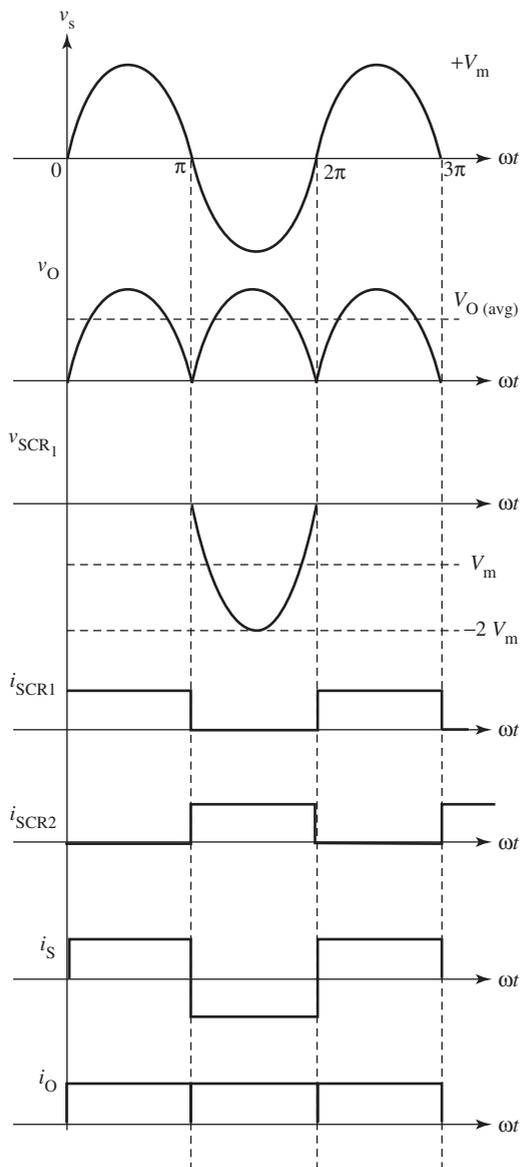


Figura 6.10: Formas de onda de tensão e de corrente para  $\alpha = 45^\circ$ .

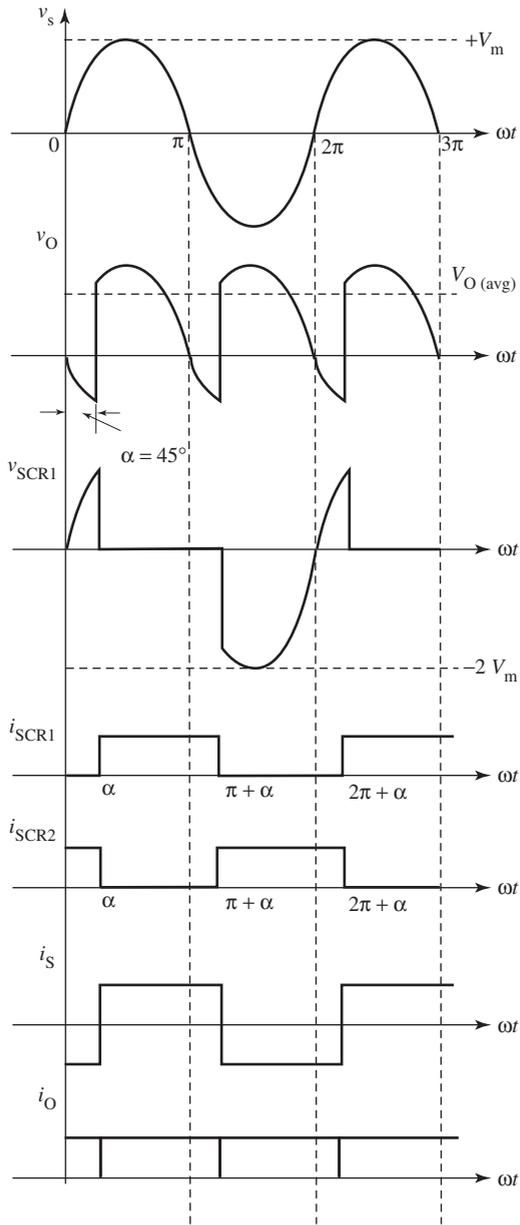


Figura 6.11: Formas de onda de tensão e de corrente para  $\alpha = 90^\circ$ .

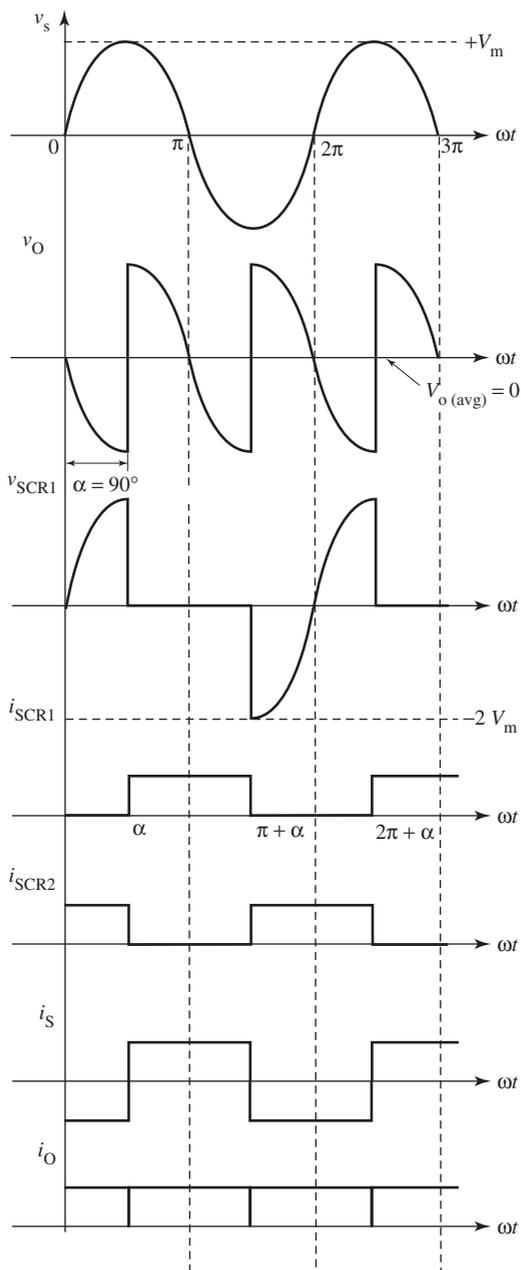
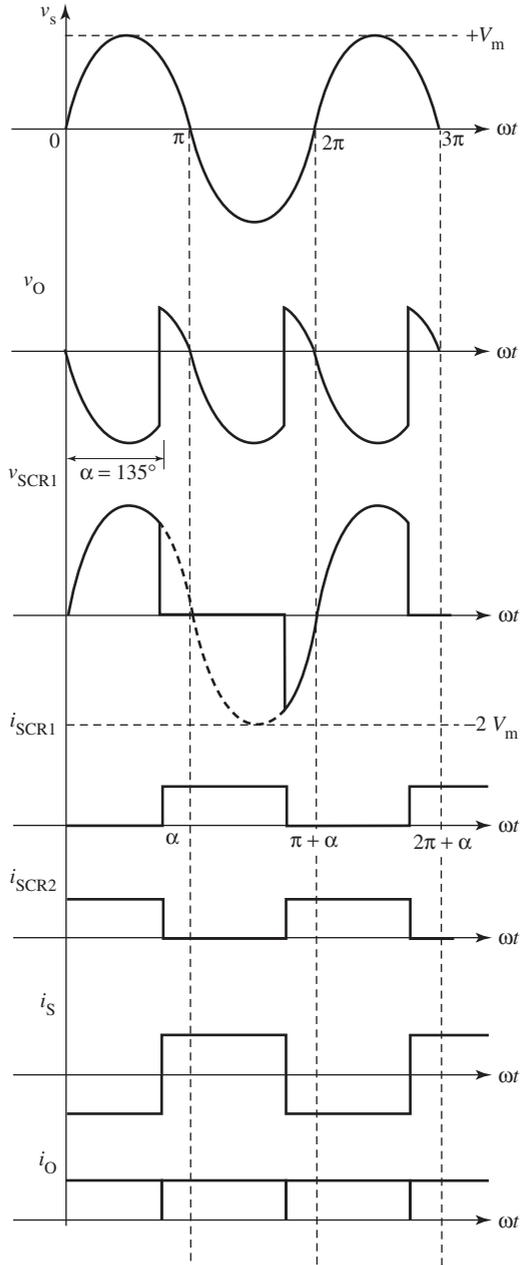
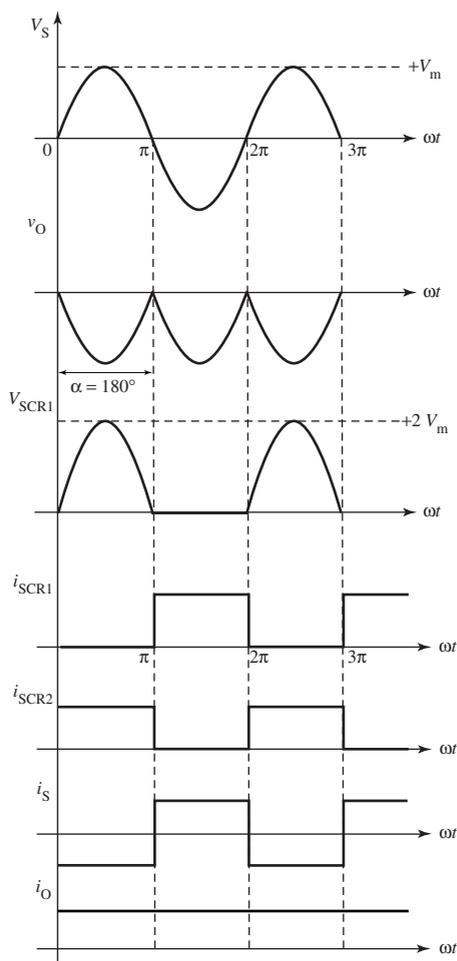


Figura 6.12: Formas de onda de tensão e de corrente para  $\alpha = 135^\circ$ .



e) Se o ângulo de disparo  $\alpha$  aumentar para  $180^\circ$ , a tensão média DC atingirá seu valor negativo máximo. Os SCRs permanecerão conduzindo a  $180^\circ$  (Figura 6.13).

Figura 6.13: Formas de onda de tensão e de corrente para  $\alpha = 180^\circ$ .



### Exemplo 6.5

Mostre a direção do fluxo de potência e o modo de operação (retificação ou inversão) do circuito conversor com terminal central, dados os seguintes ângulos de disparo:

- $\alpha > 0^\circ$
- $\alpha < 90^\circ$
- $\alpha > 90^\circ$
- $\alpha < 180^\circ$

## Solução

a, b) Para ângulos de disparo na faixa de  $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ , a tensão média de saída é positiva e o conversor opera no modo de retificação. Nesse modo, a potência entregue à carga é positiva, isto é, o fluxo de potência vai da fonte AC para a carga DC.

c, d) Para ângulos de disparo na faixa de  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ , a tensão de saída é negativa e o conversor opera no modo de inversão. Nesse modo, a potência entregue à carga é negativa, isto é, o fluxo de potência vai da carga DC para a fonte AC.

### 6.3.3 Com diodo de retorno

Um diodo de retorno ligado em paralelo com carga indutiva (como mostra a Figura 6.14) modifica as formas de onda de tensão e de corrente da Figura 6.7. Como a tensão na carga tende a ser negativa, o FWD fica diretamente polarizado e começa a conduzir. Assim, a tensão na carga fica grampeada em zero volt. A corrente quase constante na carga é mantida assim pela corrente de retorno que passa pelo diodo. A tensão média na carga é dada por:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.11$$

O diodo de retorno conduz a corrente na carga durante o período do retardo  $\alpha$ , quando os SCRs estão desligados. Portanto, a corrente que passa através de FWD(D) é dada por:

$$\begin{aligned} I_D &= I_{o(\text{avg})} \frac{\alpha}{\pi} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi R} \frac{\alpha}{\pi} \\ &= \frac{V_m (1 + \cos \alpha) \alpha}{\pi^2 R} \end{aligned} \quad 6.12$$

## 6.4 Retificadores controlados de onda completa em ponte

### 6.4.1 Com carga resistiva

A Figura 6.15 mostra um retificador controlado de onda completa em ponte com carga resistiva. Nesse circuito, pares de SCRs opostos na diagonal passam juntos para o estado *ligado* ou para o *desligado*. A operação é similar à do circuito de onda completa com terminal central discutido na Seção 6.3. A tensão média de saída DC controlada vai de zero a um valor máximo positivo, dependendo da variação do ângulo de disparo. O valor médio da tensão DC é:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.13$$

e

$$I_{\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi}}$$

6.14

**Figura 6.14:** Retificador com terminal central, carga resistiva  $RL$  e FWD:  
a) circuito; b) formas de onda de tensão e de corrente.

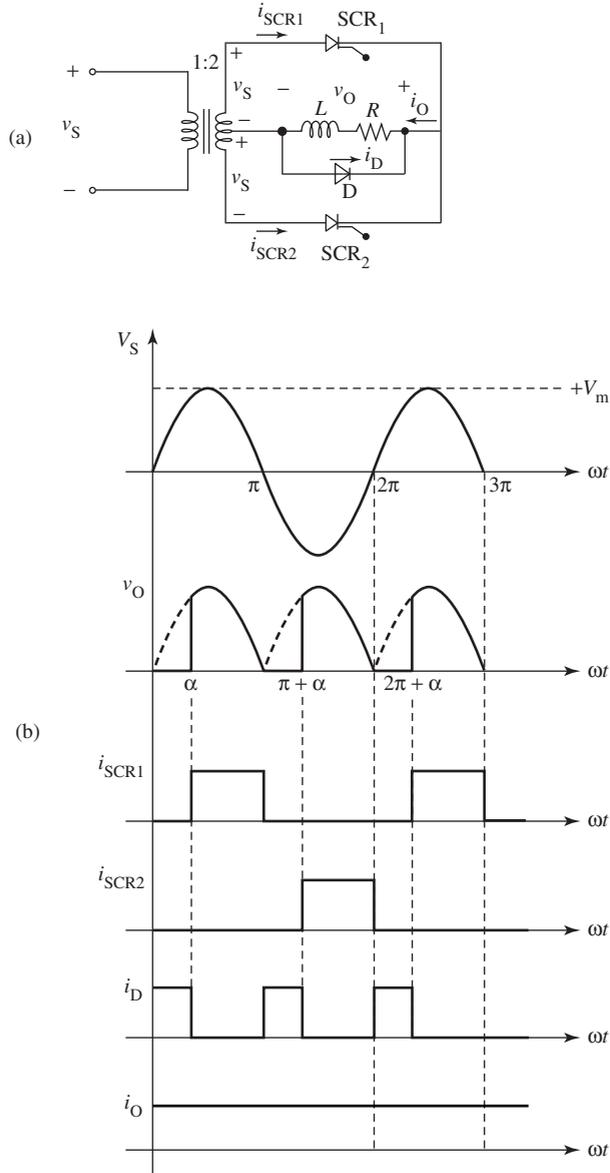
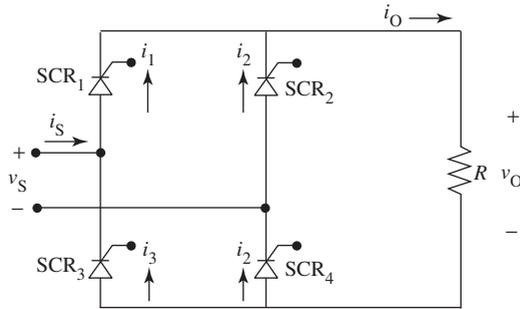


Figura 6.15: Circuito retificador de onda completa em ponte.



Os SCRs são controlados e disparam aos pares, com um ângulo de retardo igual a  $\alpha$ . As formas de onda de corrente e de tensão tornam-se uma onda completa, como mostra a Figura 6.16.

Os valores médios para tensão e corrente são, mais uma vez, o dobro daqueles de meia-onda. Portanto, a partir das Equações 6.1 e 6.2,

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.15$$

e

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{I_m (1 + \cos \alpha)}{\pi}$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi R} \quad 6.16$$

O valor RMS da corrente na carga é dado por:

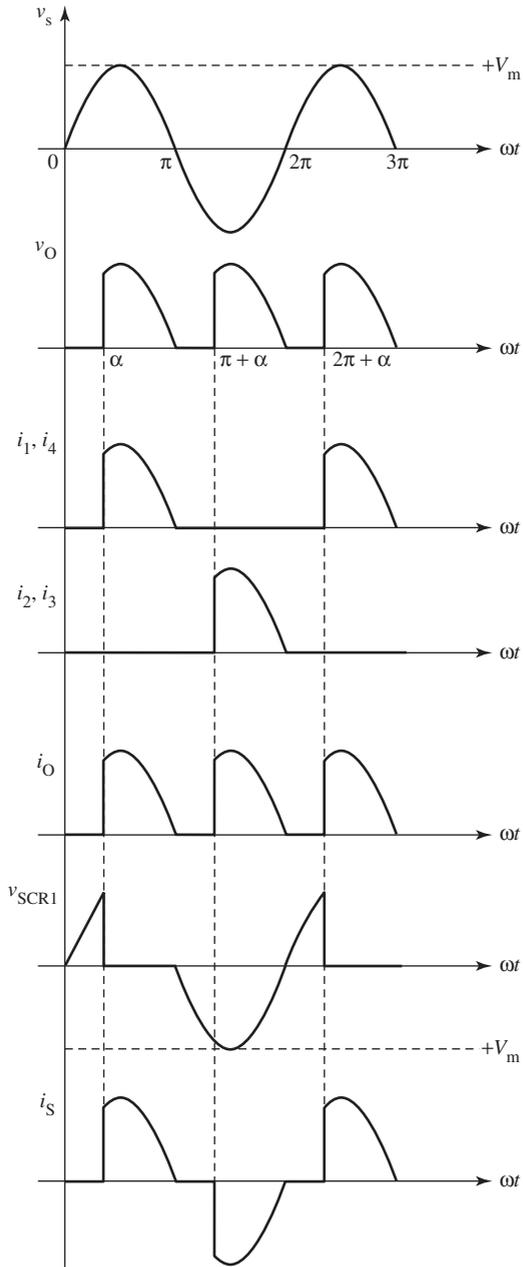
$$I_{\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right]} \quad 6.17$$

### Exemplo 6.6

O retificador de onda completa em ponte mostrado na Figura 6.15 é alimentado por uma fonte de 150 V com resistência de carga de 10  $\Omega$ . Se o ângulo de disparo  $\alpha$  for de 30°, determine:

- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- a corrente máxima na carga
- a corrente RMS na carga
- a potência fornecida à carga
- a frequência de ondulação
- o fator de potência

Figura 6.16: Formas de onda de um retificador em ponte com carga resistiva.



**Solução**

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 150 = 212 \text{ V}$$

$$\text{a) tensão média na carga} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} = \frac{(212) (1 + \cos 30^\circ)}{\pi} = 126 \text{ V}$$

$$\text{b) corrente média na carga} = \frac{(V_m)(1 + \cos 30^\circ)}{R \pi} = 12,6 \text{ A}$$

c) corrente máxima na carga

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{212}{10} = 21,2 \text{ A}$$

d) corrente RMS na carga

$$I_{\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]}$$

$$= 14,8 \text{ A}$$

$$\text{e) potência fornecida à carga} = I_{\text{RMS}}^2 R = 14,8^2 (10) = 2182 \text{ W}$$

f) frequência de ondulação

$$f_r = 2 \cdot \text{frequência da alimentação de entrada} = 2 \cdot 60 = 120 \text{ Hz}$$

$$\text{g) } S = V_s \cdot I_{\text{RMS}} = 150 \cdot 14,8 = 2220 \text{ VA}$$

$$\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{2182}{2220} = 0,98$$

**6.4.2 Com carga indutiva (RL)**

A Figura 6.17 mostra o retificador em ponte com o acréscimo de uma carga indutiva. A corrente na carga tende a manter-se fluindo, uma vez que o indutor induz uma tensão que se opõe ao aumento ou à diminuição da corrente. Portanto, os SCRs continuam conduzindo, embora a tensão possa ter caído a zero. A corrente mantém a condução no SCR mesmo após a tensão ter sido invertida.

Quando a indutância for pequena ou o ângulo de retardo  $\alpha$  for mantido alto, a corrente de saída DC atingirá o valor zero a cada semiciclo em  $(\pi + \beta)$ , como mostra a Figura 6.18. Nesse período, nenhum dos pares de SCRs fica ligado; portanto diz-se que a corrente é não-contínua.

Figura 6.17: Retificador em ponte com carga  $RL$ .

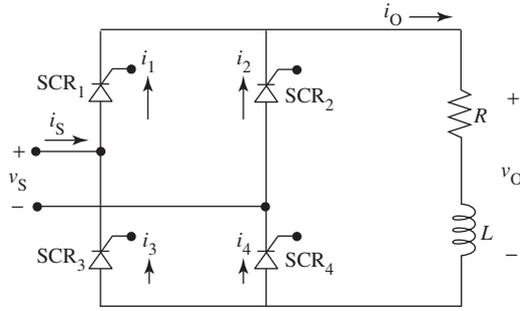
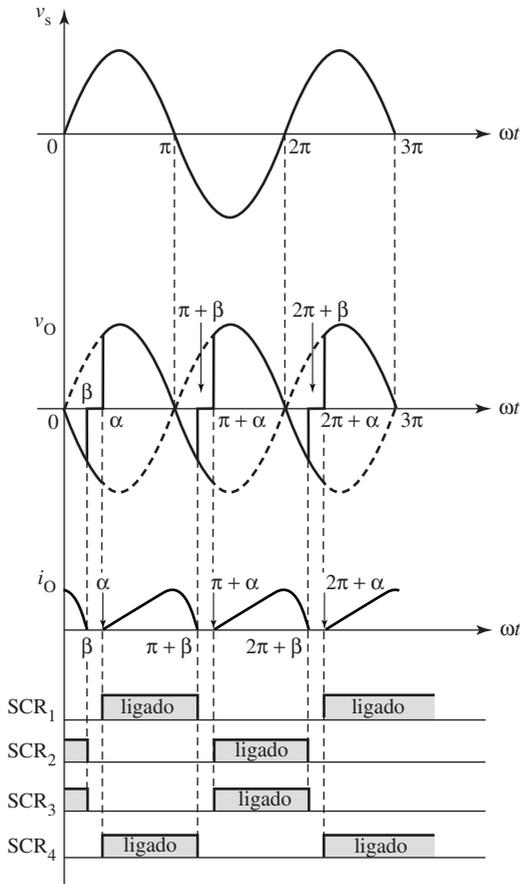


Figura 6.18: Formas de onda de um retificador em ponte com baixa carga indutiva.

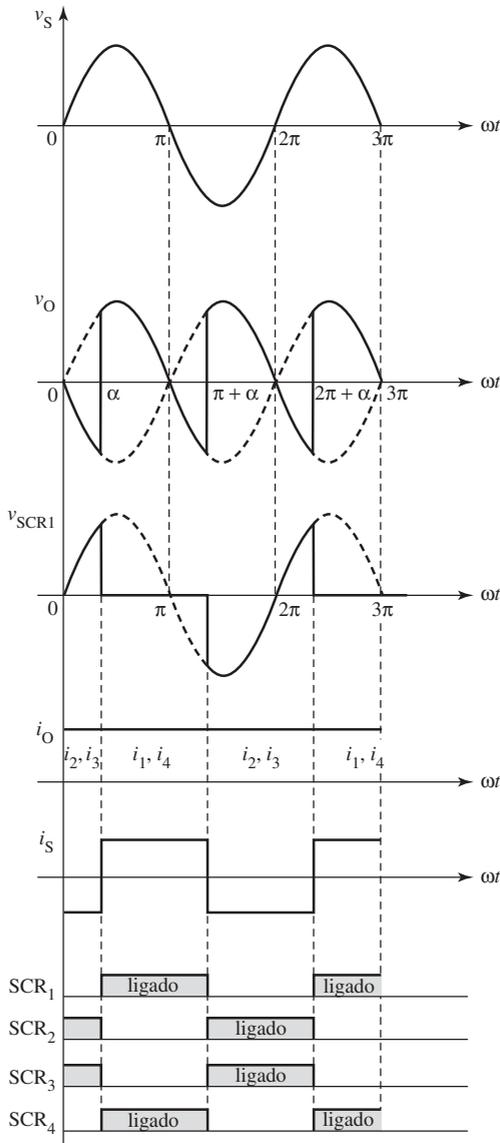


O valor médio da tensão de saída é:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) \tag{6.18}$$

Se a indutância da carga for grande, ou se  $\alpha$  se tornar pequeno, a corrente na carga não poderá atingir o valor zero; fluirá de modo contínuo, como mostra a Figura 6.19. Portanto, um dos pares de SCR's estará sempre conduzindo. Diz-se, então, que a corrente é contínua.

Figura 6.19: Formas de onda de um retificador em ponte com  $L \gg R$ .



Durante o semiciclo positivo, SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>4</sub> conduzem. A aplicação de KVL na malha que contém  $v_s$ , SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub> em um instante em que  $i_s > 0$  — entre  $\alpha$  e  $(\pi + \alpha)$  — resulta em:

$$v_s = v_{\text{SCR}_1} - v_{\text{SCR}_2}$$

Aqui,  $v_{\text{SCR}_1} = 0$ , uma vez que SCR<sub>1</sub> está conduzindo. Portanto,  $v_{\text{SCR}_2} = -v_s$ , o que significa que SCR<sub>2</sub> está inversamente polarizado.

A aplicação de KVL na malha que contém  $v_s$ , SCR<sub>1</sub>, a carga e SCR<sub>4</sub> resulta em:

$$v_s = v_{\text{SCR}_1} + v_o + v_{\text{SCR}_4}$$

Mais uma vez, SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>4</sub> estão conduzindo e têm tensão zero. Portanto,  $v_o = v_s$  (durante o intervalo de  $\alpha$  a  $\pi$ ).

Durante o semiciclo negativo, a tensão da fonte  $v_s < 0$ . As equações anteriores não mudam de forma, embora algumas das quantidades mudem de sinal. Agora, uma vez que  $v_s$  é negativa, SCR<sub>2</sub> e SCR<sub>3</sub> estão diretamente polarizados e passarão para o estado *ligado* ao receberem um sinal na porta. A corrente na carga ainda flui no mesmo trajeto, por SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>4</sub>, até que SCR<sub>2</sub> e SCR<sub>3</sub> sejam acionados. Portanto, de  $\pi$  a  $(\pi + \alpha)$ , a tensão na carga é negativa, uma vez que  $v_s < 0$ . Em  $(\pi + \alpha)$ , SCR<sub>2</sub> e SCR<sub>3</sub> são acionados, o que provoca a alimentação de uma tensão  $V_o = -v_s$  na carga.

O valor médio dessa tensão de saída varia com  $\alpha$ :

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \quad 6.19$$

A tensão de saída RMS é constante, independentemente do ângulo de disparo, e igual ao valor RMS da tensão de alimentação se a corrente de saída for contínua:

$$V_{o(\text{RMS})} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = V_{s(\text{RMS})} \quad 6.20$$

A corrente média é ainda dada por  $V_{o(\text{avg})}/R$ . Portanto,

$$I_{o(\text{avg})} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{V_m}{R}\right) \cos \alpha \quad 6.21$$

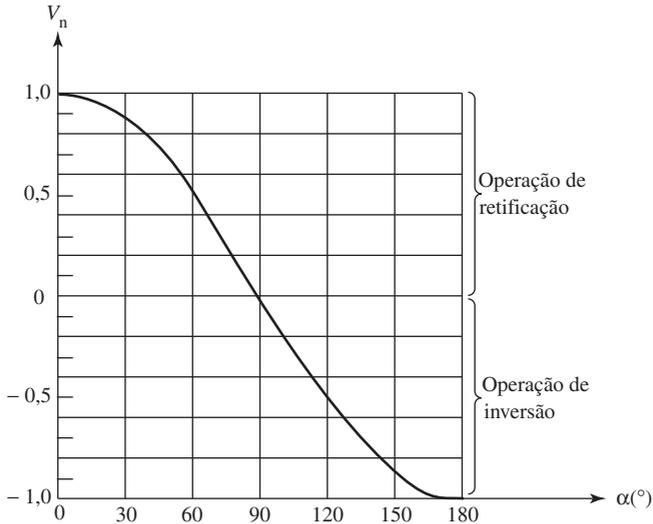
Para  $\alpha = 0^\circ$  (sem controle de fase), essas equações se reduzem àquelas para o caso do diodo:

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = \frac{V_m}{\pi R} \quad 6.22$$

$$I_{\text{SCR}(\text{RMS})} = \frac{I_{\text{SCR}(\text{avg})}}{\sqrt{2}} \quad 6.23$$

A tensão normalizada  $V_n = V_{o(\text{avg})}/V_{do} = \cos \alpha$ . A *característica de controle* (uma plotagem de  $V_n$  em função de  $\alpha$ ) é mostrada na Figura 6.20.

**Figura 6.20:** Característica de controle de um retificador em ponte.



Observe que, quando  $\alpha$  se torna maior do que  $90^\circ$ , o valor médio da tensão de saída é negativo. Isso significa que, de  $90^\circ$  a  $180^\circ$ , a potência flui do lado da carga DC para o lado da fonte AC e o circuito opera como um inversor. Quando se obtém retificação e inversão a partir de um conversor, o processo chama-se *operação em dois-quadrantes* e o conversor é denominado *conversor completo*.

### Exemplo 6.7

Um retificador controlado de onda completa com carga indutiva é ligado a uma fonte de 230 V. A porção resistiva da carga é igual a  $0,5 \Omega$ . Determine o ângulo de disparo  $\alpha$  se a tensão na carga for de 200 V.

#### Solução

Da Equação 6.19,

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha$$

$$200 = \frac{2}{\pi} (\sqrt{2} \cdot 230) \cos \alpha$$

$$\cos \alpha = 0,96$$

$$\alpha = 15^\circ$$

**Exemplo 6.8**

Um retificador controlado de onda completa com carga indutiva é ligado a uma fonte de 120 V. A porção resistiva da carga é igual a 10  $\Omega$ . Se o ângulo de retardo  $\alpha$  for de 30°, determine:

- a) a tensão média na carga
- b) a corrente média na carga
- c) a corrente máxima na carga
- d) a corrente RMS na carga
- e) a corrente média em cada SCR
- f) a potência fornecida à carga
- g) o fator de forma
- h) o fator de ondulação
- i) a eficiência do retificador

**Solução**

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 120 = 208 \text{ V}$$

- a) tensão média na carga

$$\begin{aligned} V_{o(\text{avg})} &= \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \\ &= \frac{2}{\pi} (208) (\cos 30^\circ) \\ &= 115 \text{ V} \end{aligned}$$

- b) corrente média na carga

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{V_{o(\text{avg})}}{R} = \frac{115}{10} = 11,5 \text{ A}$$

- c) corrente máxima na carga = corrente média na carga = 11,5 A

- d) corrente RMS na carga = corrente média na carga = 11,5 A

e) Uma vez que os SCRs em ponte conduzem em semiciclos alternados, a corrente média é:

$$\frac{1}{2} I_{o(\text{avg})} = 5,75 \text{ A}$$

- f) potência fornecida à carga =  $I_{\text{RMS}}^2 R = 11,5^2 (10) = 1323 \text{ W}$

- g) fator de forma

$$\text{FF} = V_{o(\text{RMS})}/V_{o(\text{avg})} = 120/115 = 1,04$$

h) fator de ondulação

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{1,04^2 - 1} = 0,3$$

i) eficiência do retificador

$$\eta = V_{o(\text{avg})}/V_{o(\text{RMS})} = 115/120 = 0,96$$

### 6.4.3 Com diodo de retorno

Se um diodo for ligado em paralelo com a carga, o circuito poderá operar apenas como retificador, porque o diodo não permite que valores negativos de  $v_o$  surjam nos terminais de carga. A Figura 6.21 mostra o circuito retificador em ponte com a adição de um diodo de retorno (D). Ele propicia um caminho extra para o fluxo de corrente na carga. Três caminhos são possíveis agora:  $SCR_1$  e  $SCR_4$ ,  $SCR_2$  e  $SCR_3$  e o caminho através do diodo D.

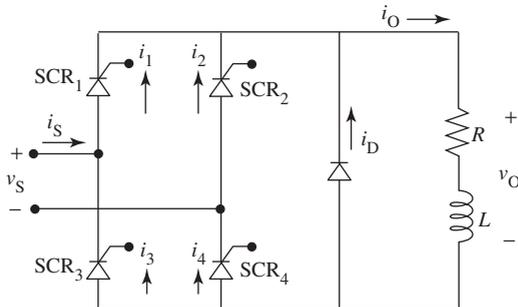
Os valores negativos de  $v_o$  polarizam D diretamente e fornecerão tensão zero à carga. Portanto, as porções negativas de  $v_o$  na Figura 6.19 são agora substituídas por  $v_o = 0$ , como mostra a Figura 6.22. Durante esse intervalo, a corrente na carga flui através de D e as correntes no SCR e a corrente da fonte são nulas. Para ilustrar isso, apliquemos KVL na malha que contém  $v_s$ ,  $SCR_1$ ,  $v_o$  e  $SCR_4$ :

$$v_s = v_{SCR_1} + v_o + v_{SCR_4}$$

Para a porção negativa, quando  $v_s < 0$ , o FWD está ligado e  $v_o = 0$ . Portanto,

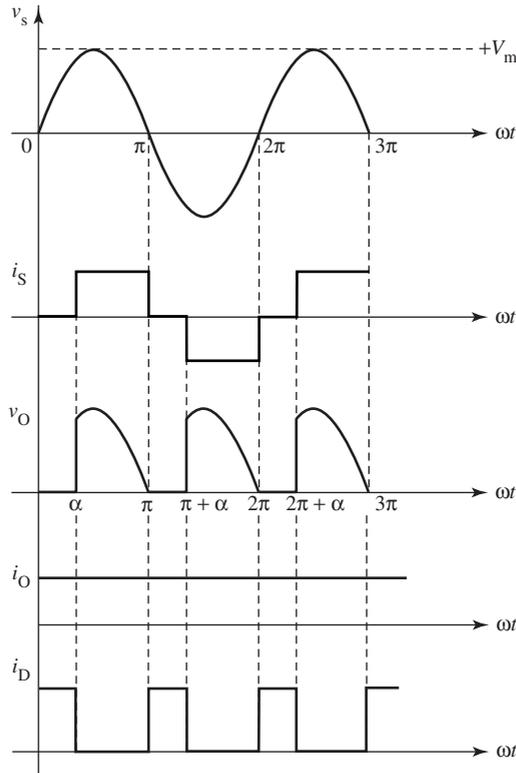
$$v_{SCR_1} + v_{SCR_4} < 0$$

Figura 6.21: Retificador de onda completa em ponte com FWD.



Isso significa que  $SCR_1$  e  $SCR_4$  em série estão inversamente polarizados e passam para o estado *desligado*.  $SCR_2$  e  $SCR_3$  já estão desligados, uma vez que  $v_s$  é negativa. A corrente na carga, assim, transfere-se para o diodo de retorno.

Figura 6.22: Formas de onda de tensão e de corrente para a Figura 6.21.



A forma de onda de tensão na carga é a mesma da carga resistiva. A tensão média na carga é a mesma da Equação 6.13:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.24$$

O valor médio da tensão de saída pode variar de 0 a  $2 V_m/\pi$  à medida que  $\alpha$  aumentar de 0 a  $\pi$ . Essa tensão nunca é negativa.

A corrente em FWD é a mesma da corrente na carga de 0 a  $\alpha$  e de  $\pi$  a  $(\pi + \alpha)$  e se torna nula no restante do tempo. A corrente média em FWD é dada por:

$$I_{D(\text{avg})} = \frac{I_{o(\text{avg})}(\alpha)}{\pi} \quad 6.25$$

A corrente máxima no diodo de retorno é igual ao valor máximo da corrente na carga.

**Exemplo 6.9**

Um retificador de onda completa em ponte com diodo de retorno fornece tensão para uma carga  $RL$ . A fonte de tensão é de 120 V e a porção resistiva da carga é de  $10 \Omega$ . Se o ângulo de retardo  $\alpha$  for de  $30^\circ$ , determine:

- a) a tensão média na carga
- b) a corrente média na carga
- c) a corrente máxima na carga
- d) a corrente RMS na carga
- e) a corrente média em cada SCR
- f) a potência fornecida à carga
- g) a corrente média em FWD

**Solução**

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 120 = 208 \text{ V}$$

- a) tensão média na carga

$$\begin{aligned} V_{o(\text{avg})} &= \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \\ &= \frac{(208)}{\pi} (1 + \cos 30^\circ) \\ &= 124 \text{ V} \end{aligned}$$

b) corrente média na carga =  $\frac{V_{o(\text{avg})}}{R} = \frac{124}{10} = 12,4 \text{ A}$

c) corrente máxima na carga = corrente média na carga =  $12,4 \text{ A}$

d) corrente RMS na carga = corrente média na carga =  $12,4 \text{ A}$

e) Uma vez que os SCRs em ponte conduzem em semiciclos alternados durante  $(180^\circ - 30^\circ) 150^\circ$ , a corrente média do SCR é:

$$(12,4) \frac{(150)}{360} = 5,2 \text{ A}$$

f) potência fornecida à carga =  $I_{\text{RMS}}^2 R = 12,4^2 (10) = 1538 \text{ W}$

g) Da Equação 6.25,

$$I_{D(\text{avg})} = (12,4) \frac{(30)}{180} = 2,06 \text{ A}$$

## 6.5 Retificadores semicontrolados em ponte

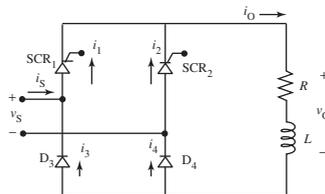
Os conversores completos ou de dois-quadrantes podem operar com tensões médias DC na carga tanto positiva como negativa. No modo de retificação, eles fornecem potência a partir da fonte AC para a carga DC. No modo de inversão, removem potência DC da carga e a devolvem à fonte AC.

Há várias aplicações que demandam fluxo de potência somente da fonte AC para a carga DC, e portanto são operadas apenas no modo de retificação. Isso é obtido em retificadores em ponte quando se substitui metade dos SCRs por diodos. Esses circuitos são denominados como retificadores em ponte de *um-quadrante* ou *semicontrolados*. Outro método alternativo de obter a operação um-quadrante em retificadores em ponte é ligar um diodo de retorno nos terminais de saída do retificador.

O circuito semicontrolado básico em ponte é mostrado na Figura 6.23. Sua operação é igual à do retificador completamente controlado em ponte com carga resistiva. Quando a fonte de tensão for positiva, SCR<sub>1</sub> e D<sub>4</sub> estarão diretamente polarizados. Se acionarmos SCR<sub>1</sub> em  $\alpha$ , a corrente fluirá por D<sub>4</sub>, pela carga e por SCR<sub>1</sub>. SCR<sub>1</sub> passará para o estado *desligado* em  $\pi$  quando a fonte se inverter. A tensão na carga é a mesma da tensão de entrada, nesse período ( $\alpha$  a  $\pi$ ). Em ( $\pi + \alpha$ ), SCR<sub>2</sub> é acionado, fazendo com que a corrente flua através de D<sub>3</sub> e da carga. No instante  $2\pi$ , SCR<sub>2</sub> passa para o estado *desligado* e o ciclo se repete.

Com uma carga indutiva, uma comutação (transferência de corrente) ocorre a cada semiciclo para fazer com que a corrente na carga passe através do diodo, como mostra a Figura 6.24. A corrente passa por SCR<sub>1</sub> e D<sub>3</sub> no intervalo  $\pi$  a ( $\pi + \alpha$ ) e por SCR<sub>2</sub> e D<sub>4</sub> durante  $2\pi$  a ( $2\pi + \alpha$ ). Em consequência disso, a porção negativa da tensão de saída fica desligada e a forma de onda da tensão de saída se torna a mesma, como se a carga fosse resistiva pura.

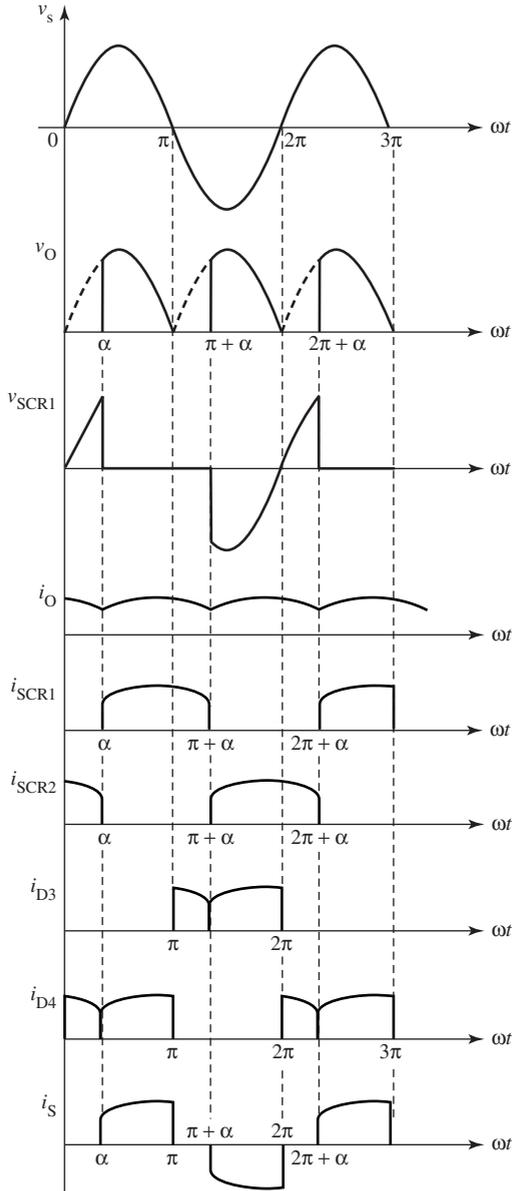
**Figura 6.23:** Circuito retificador semicontrolado de onda completa em ponte.



A tensão média de saída pode, portanto, ser variada e ir de seu valor máximo positivo a zero, à medida que o ângulo de disparo muda de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ . O valor médio da tensão de saída é dado pela Equação 6.24, isto é, a tensão é a mesma do conversor completo com FWD:

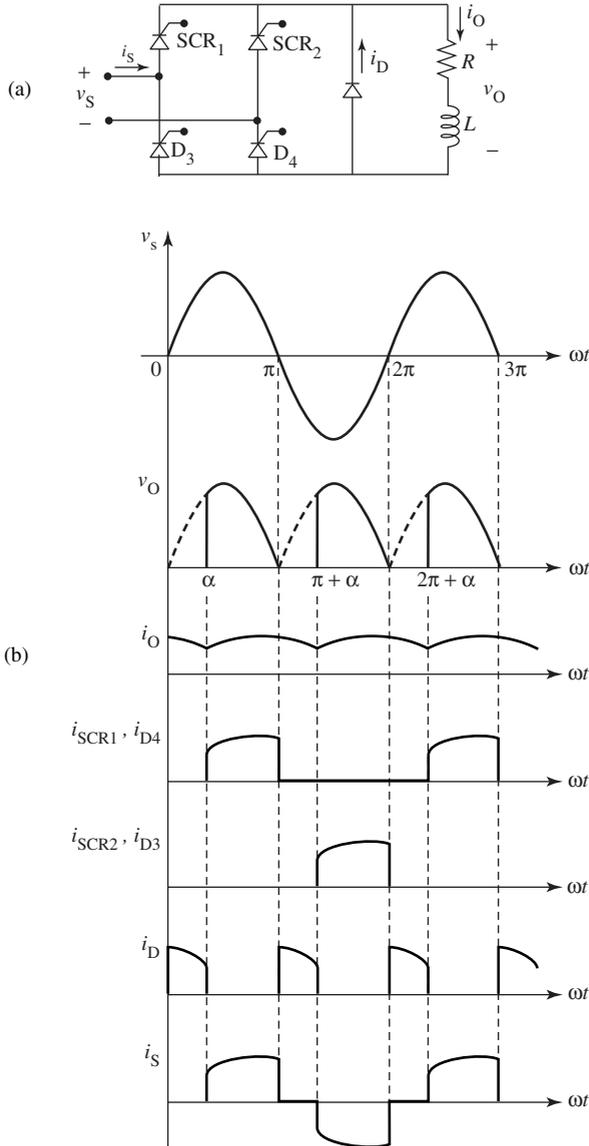
$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m(1 + \cos \alpha)}{\pi}$$

**Figura 6.24:** Formas de onda para um retificador semicontrolado de onda completa em ponte com carga indutiva.



Se o circuito da Figura 6.23 tiver uma carga altamente indutiva, a corrente na carga fluirá durante todo o semiciclo negativo (mesmo que o sinal na porta seja removido) e assim o circuito perderá o controle. Se um diodo de retorno for usado (Figura 6.25), o FWD se torna diretamente polarizado e começa a conduzir à medida que a tensão na carga tender à reversão. A corrente passará através do FWD.

Figura 6.25: Retificador semicontrolado em ponte com FWD: a) circuito; b) formas de onda.



Portanto, durante o intervalo  $\pi$  a  $(\pi + \alpha)$ , a tensão de saída cairá a zero. De maneira semelhante, durante o intervalo  $2\pi$  a  $(2\pi + \alpha)$ , o FWD obrigará as excursões de tensão negativa a se manterem com valor grampeado em zero.

### Exemplo 6.10

Desenhe a forma de onda da tensão de saída para um retificador semicontrolado de onda completa, como o mostrado na Figura 6.23, para os seguintes ângulos de retardo:

- a)  $\alpha = 0^\circ$
- b)  $\alpha = 45^\circ$
- c)  $\alpha = 90^\circ$

#### Solução

a)  $\alpha = 0^\circ$ . Durante o semiciclo positivo,  $SCR_1$  e  $D_4$  estão conduzindo; no semiciclo negativo,  $SCR_2$  e  $D_3$  conduzem. A tensão de saída é a mesma do retificador em ponte do diodo (Figura 6.26a).

b)  $\alpha = 45^\circ$ . Durante o semiciclo positivo, a tensão na carga é zero, até que  $SCR_1$  passe para o estado *ligado* em  $45^\circ$ . A corrente na carga flui através de  $SCR_1$  e de  $D_4$  e a fonte de tensão é aplicada à carga. Durante o semiciclo negativo,  $SCR_1$  fica inversamente polarizado em  $\pi$ . Supondo uma carga indutiva,  $SCR_1$  mantém a condução até que  $SCR_2$  passe para o estado *ligado*. A corrente na carga passará através de  $SCR_1$  e de  $D_3$ .

Quando  $SCR_2$  passar para o estado *ligado* em  $(\pi + 45^\circ)$ ,  $SCR_1$  passará para o estado *desligado* e a corrente na carga fluirá através de  $SCR_2$  e de  $D_3$  até que  $SCR_2$  e  $D_3$  fiquem inversamente polarizados. Nesse ponto,  $SCR_2$  permanecerá conduzindo e a corrente na carga passará por  $SCR_2$  e  $D_4$ . Durante o período no qual a corrente na carga passa pelo diodo de retorno, não há corrente sendo fornecida pela fonte AC.

Ambos os SCRs permanecem conduzindo por  $180^\circ$ . A Figura 6.26b mostra a forma de onda da tensão de saída.

c)  $\alpha = 90^\circ$ . A operação é exatamente a mesma de quando  $\alpha = 45^\circ$  (ver Figura 6.26c).

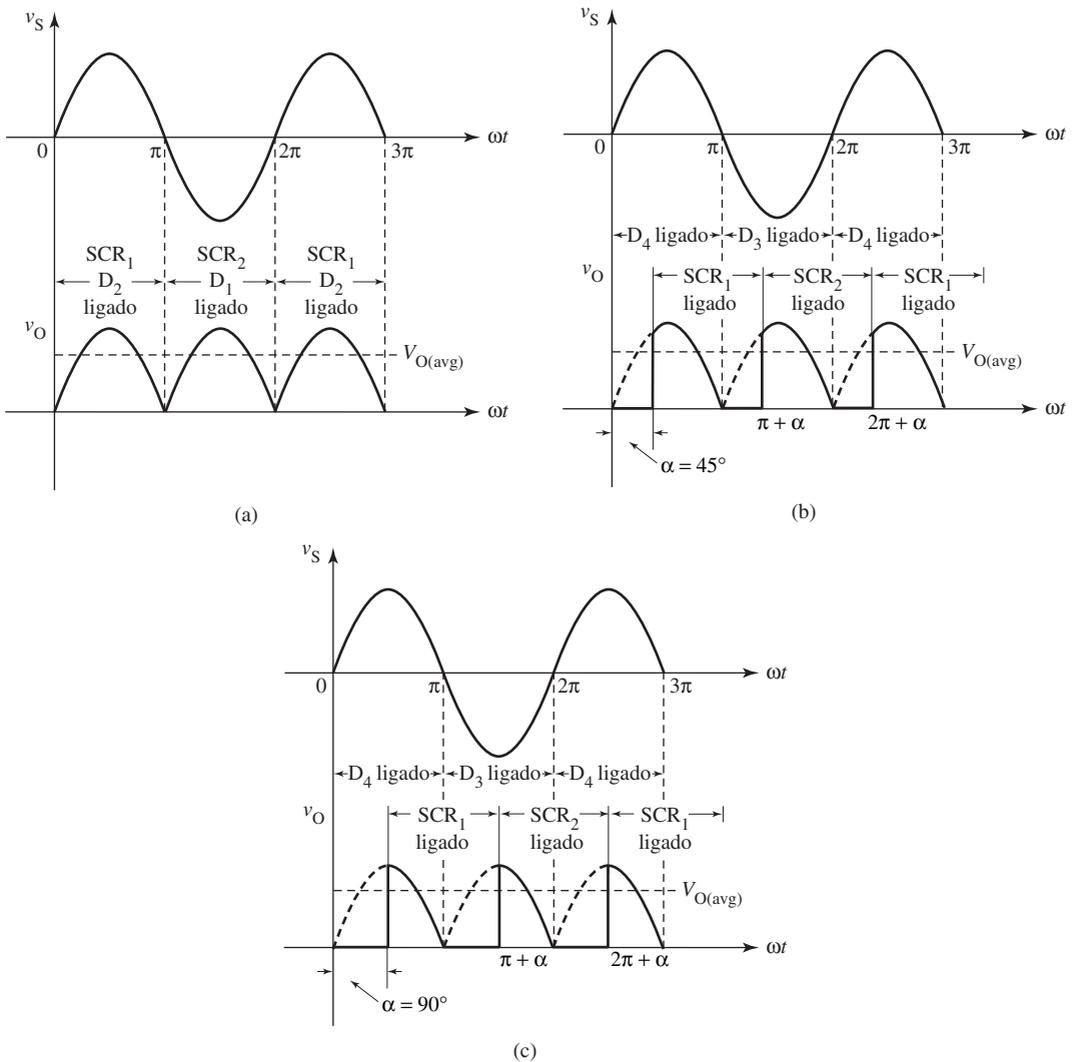
Uma configuração alternativa de circuito é mostrada na Figura 6.27. A corrente de retorno fica limitada ao caminho que inclui os dois diodos,  $D_2$  e  $D_4$ , em série. Portanto, o período de condução para os diodos aumenta e o dos SCRs diminui. Os SCRs agora bloqueiam durante  $180^\circ$ . As formas de onda são as mesmas mostradas na Figura 6.24.

Outro arranjo possível para o conversor semicontrolado em ponte é mostrado na Figura 6.28. Nesse caso, a tensão de entrada AC é retificada pelo diodo em ponte para propiciar uma onda completa na tensão de saída. A saída fica então controlada pelo SCR. O FWD permite o fluxo de corrente através da carga durante o tempo em que o SCR estiver no estado *desligado*. A tensão média de saída é a mesma da Equação 6.24.

## 6.6 Conversores duais

Deve-se observar que o semiconversor ou o conversor um-quadrante discutido na seção anterior só permite uma polaridade de tensão de saída e de corrente. A potência é portanto positiva, isto é, o fluxo de potência é o da alimentação AC para a carga DC. Assim, um semiconversor pode operar apenas no modo de retificação. Conversores completos ou de dois-quadrantes podem operar com polaridade posi-

Figura 6.26: Formas de onda da tensão de saída para: a)  $\alpha = 0^\circ$ ; b)  $\alpha = 45^\circ$ ; c)  $\alpha = 90^\circ$ .



tiva de tensão de saída e de corrente, mas podem também ter uma corrente positiva e uma tensão inversa. Os conversores completos podem, portanto, operar como retificadores ou como inversores com fluxo de corrente somente em uma direção.

Um conversor dual, ou de quatro-quadrantes, pode operar como um retificador ou como um inversor com fluxo de corrente em ambas as direções. Dois conversores completos podem ser ligados em contraposição, como mostra a Figura 6.29, para formar um conversor dual, que fornece uma reversão virtualmente instantânea da corrente na carga. Ele faz com que essa corrente flua em uma direção, enquanto o outro conversor obriga a corrente a fluir na direção inversa.

Figura 6.27: Conversor semicontrolado em ponte, uma configuração de circuito alternativa.

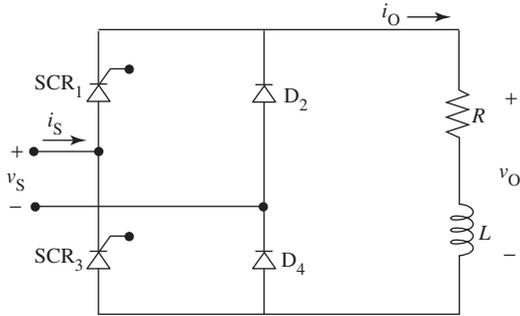


Figura 6.28: Conversor semicontrolado em ponte, um arranjo alternativo.

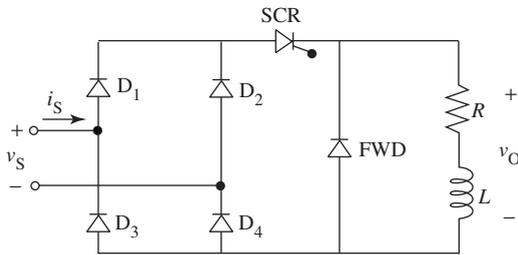
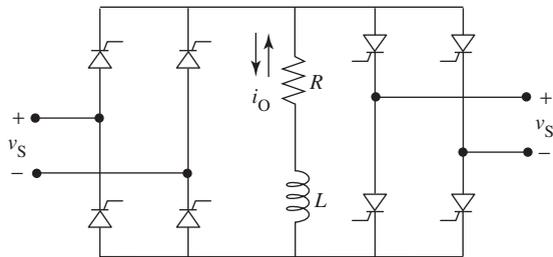


Figura 6.29: Conversores duais.



## 6.7 Problemas

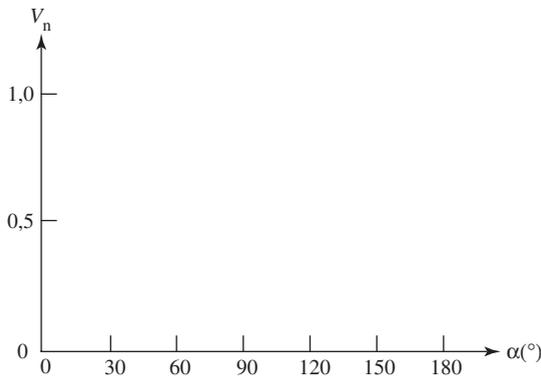
- 6.1 Desenhe as formas de onda para tensão na carga, corrente na carga e tensão no SCR para um retificador controlado de meia-onda para os seguintes casos:
- carga resistiva com um ângulo de disparo de  $45^\circ$
  - carga resistiva com um ângulo de disparo de  $135^\circ$
  - carga indutiva com um ângulo de disparo de  $0^\circ$
  - carga indutiva com um ângulo de disparo de  $90^\circ$

- 6.2** Um retificador controlado de meia-onda (Figura 6.1a), alimentado por uma fonte de 120 V, é usado para controlar a potência de uma carga de 15  $\Omega$ . Se o ângulo de retardo for de 75°, determine:
- a potência fornecida à carga
  - a corrente máxima no SCR
  - a corrente média no SCR
  - a tensão inversa máxima no SCR
- 6.3** Um retificador controlado de meia-onda com carga resistiva é alimentado por uma fonte AC de 45 V. Para os ângulos de retardo dados, calcule  $V_{o(avg)}$  e coloque os resultados na Tabela 6.1. Plote a característica de controle na Figura 6.30.

$$(V_n = \frac{V_{o(avg)}}{V_{do}}); V_{do} = V_{o(avg)}, \text{ com } \alpha = 0^\circ)$$

Tabela 6.1

Tabela 6.1							
Retardo	15°	30°	45°	60°	75°	90°	105°
V <sub>o(avg)</sub>							
V <sub>n</sub>							

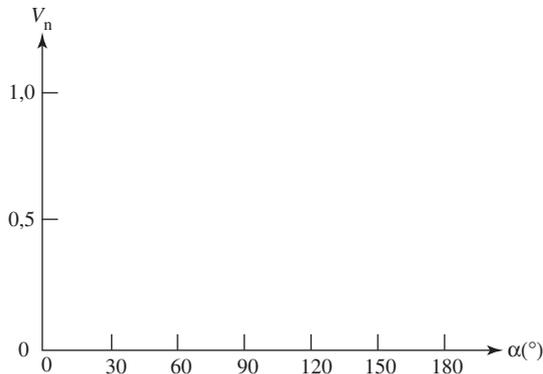
Figura 6.30: Plotagem de  $V_n$  versus  $\alpha$ .

- 6.4** Um retificador de onda completa com um terminal central é alimentado por um transformador com tensão de 120 V no secundário (terminal central para terra). Se ele for usado para carregar uma bateria de 12 V com uma resistência interna de 0,1  $\Omega$ , determine:
- o ângulo de disparo necessário para produzir uma corrente de carga de 10 A
  - a corrente média no SCR
  - o valor nominal da PIV no SCR

- 6.5** Um retificador de onda completa com terminal central é alimentado por uma fonte de 120 V. Se a indutância da carga for muito maior do que sua resistência, determine a tensão média de saída para os seguintes ângulos de disparo:
- 45°
  - 60°
  - 90°
  - 135°
- 6.6** Desenhe as formas de onda para tensão na carga, corrente na carga e tensão nos dois SCRs para um retificador de onda completa com terminal central nos seguintes casos:
- carga resistiva com um ângulo de disparo de 60°
  - carga resistiva com um ângulo de disparo de 120°
  - carga indutiva com um ângulo de disparo de 100°
- 6.7** Um retificador de onda completa com terminal central com carga resistiva é alimentado por uma fonte AC de 90 V (45 V em cada enrolamento secundário). Para os ângulos de retardo dados, calcule  $V_{o(avg)}$  e construa uma tabela com os resultados (Tabela 6.2). Plote a característica de controle na Figura 6.31.

**Tabela 6.2**


**Figura 6.31:** Plotagem de  $V_n$  versus  $\alpha$ .



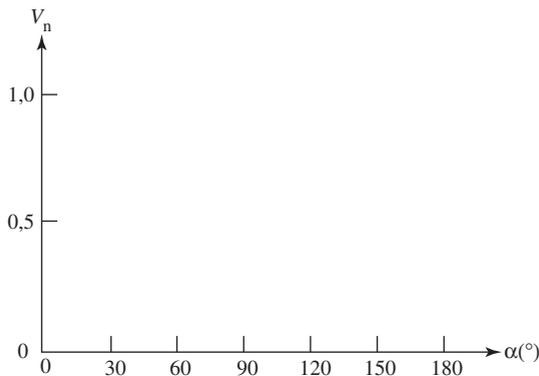
- 6.8** Um retificador de onda completa (Figura 6.15) alimentado por uma fonte de 200 V fornece uma corrente média de 10 A. Se o ângulo de disparo for de 30°, determine:
- a potência média entregue à carga
  - a corrente média no SCR
  - a corrente máxima no SCR

- d) a tensão de pico inversa no SCR
  - e) o valor da resistência de carga
- 6.9** Compare as vantagens e desvantagens de um conversor com terminal central, comparado a um conversor em ponte.
- 6.10** Um retificador de onda completa em ponte (Figura 6.15) ligado a uma fonte de 120 V fornece tensão de saída DC de 90 V. Se a potência fornecida à carga for de 1 kW, determine:
- a) o ângulo de disparo  $\alpha$
  - b) o valor do resistor de carga  $R$
  - c) a corrente máxima no SCR
  - d) a tensão máxima no SCR
- 6.11** Um retificador de onda completa em ponte com FWD (Figura 6.21) é ligado a uma fonte de 220 V. A resistência de carga é de  $20 \Omega$ , enquanto a indutância é alta. Se o ângulo de disparo  $\alpha$  for de  $60^\circ$ , determine:
- a) a corrente média no SCR
  - b) a tensão máxima no SCR
  - c) a potência fornecida à carga
- 6.12** Desenhe as formas de onda para tensão na carga, corrente na carga e tensão nos SCRs para um retificador de onda completa em ponte para os seguintes casos:
- a) carga resistiva com um ângulo de disparo de  $60^\circ$
  - b) carga resistiva com um ângulo de disparo de  $120^\circ$
- 6.13** Um retificador de onda completa em ponte com carga resistiva é alimentado por uma fonte AC de 45 V. Para os ângulos de retardo dados, calcule  $V_{o(avg)}$  e construa uma tabela com os resultados (Tabela 6.3). Plote a característica de controle na Figura 6.32.

**Tabela 6.3**

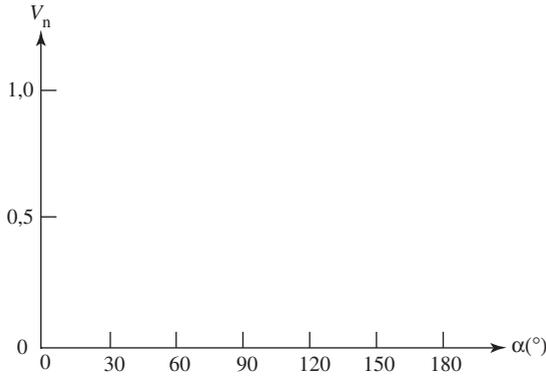
$\alpha$	$0^\circ$	$30^\circ$	$60^\circ$	$90^\circ$	$120^\circ$	$150^\circ$	$180^\circ$
$V_{o(avg)}$							
$V_n$							

**Figura 6.32:** Plotagem de  $V_n$  versus  $\alpha$ .



- 6.14** Um retificador de onda completa em ponte com FWD (Figura 6.21) é ligado a uma fonte de 120 V. A corrente média fornecida à carga é de 20 A. Se o ângulo de disparo  $\alpha$  for de  $30^\circ$ , determine:
- a corrente média no SCR
  - a tensão máxima no SCR
  - a potência fornecida à carga
- 6.15** Um retificador de onda completa em ponte com FWD (Figura 6.21) é ligado a uma fonte de 208 V. A tensão média na carga é de 100 V. Se a resistência de carga for de  $10 \Omega$ , determine:
- a corrente máxima no SCR
  - a tensão máxima no SCR
  - o ângulo de disparo  $\alpha$
  - a potência fornecida à carga
- 6.16** No circuito da Figura 6.17,  $V_s$  é uma fonte de 230 V e o valor de  $R$  é de  $10 \Omega$ . Se o ângulo de disparo  $\alpha$  for de  $120^\circ$ , determine:
- a corrente média na carga
  - a corrente média no SCR
  - a corrente média no FWD
  - a tensão inversa máxima no SCR
  - a potência média fornecida à carga
- 6.17** Um retificador em ponte é alimentado a partir de uma fonte de 120 V com uma carga resistiva  $R$  de  $10 \Omega$ . Se o ângulo de disparo  $\alpha$  for de  $30^\circ$ , determine o valor médio da tensão na carga.
- 6.18** Repita o Problema 6.17 com uma carga  $RL$ .
- 6.19** Um retificador em ponte é ligado a uma carga  $RL$ . A fonte de tensão é de 220 V e a resistência de carga  $R$  é de  $10 \Omega$ . Se o ângulo de disparo for de  $45^\circ$ , determine o valor médio da tensão na carga.
- 6.20** Repita o Problema 6.19 se um FWD for ligado em paralelo com a carga.
- 6.21** Desenhe as formas de onda para os conversores monofásicos semicontrolados mostrados na Figura 6.28.
- 6.22** Desenhe as formas de onda para tensão e corrente na carga para um retificador semicontrolado em ponte nos seguintes casos:
- carga resistiva com um ângulo de disparo de  $140^\circ$
  - carga indutiva com um ângulo de disparo de  $140^\circ$
- 6.23** Um retificador semicontrolado em ponte com carga resistiva é alimentado por uma fonte AC de 45 V. Para os ângulos de retardo dados, calcule  $V_{o(avg)}$  e coloque os resultados na Tabela 6.4. Plote a característica de controle na Figura 6.33.

Tabela 6.4


Figura 6.33: Plotagem de  $V_n$  versus  $\alpha$ .

**6.24** Explique, de maneira resumida, a operação dos conversores um-quadrante, dois-quadrantes e quatro-quadrantes.

## 6.8 Equações

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2 \pi} \quad 6.1$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{2 \pi R} \quad 6.2$$

$$I_{\text{RMS}} = \left( \frac{I_m}{2} \right) \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad 6.3$$

$$V_n = V_{o(\text{avg})}/V_{do} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)/2 \pi}{V_m/\pi} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad 6.4$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (\cos \alpha - \cos \beta)}{2\pi} \quad 6.5$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.6$$

$$I_{\text{RMS}} = I_m \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad 6.7$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \quad 6.8$$

$$V_n = \frac{V_{o(\text{avg})}}{V_{do}} = \cos \alpha \quad 6.9$$

$$V_{o(\text{RMS})} = V_{s(\text{RMS})} \quad 6.10$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.11$$

$$I_D = \frac{V_m (1 + \cos \alpha) \alpha}{\pi^2 R} \quad 6.12$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.13$$

$$I_{\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi}} \quad 6.14$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.15$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi R} \quad 6.16$$

$$I_{\text{RMS}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi}\right]} \quad 6.17$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) \quad 6.18$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha \quad 6.19$$

$$V_{o(\text{RMS})} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = V_{s(\text{RMS})} \quad 6.20$$

$$I_{o(\text{avg})} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{V_m}{R}\right) \cos \alpha \quad 6.21$$

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = \frac{V_m}{\pi R} \quad 6.22$$

$$I_{\text{SCR}(\text{RMS})} = \frac{I_{\text{SCR}(\text{avg})}}{\sqrt{2}} \quad 6.23$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.24$$

$$I_{D(\text{avg})} = \frac{I_{o(\text{avg})}(\alpha)}{\pi} \quad 6.25$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m (1 + \cos \alpha)}{\pi} \quad 6.26$$

# Retificadores trifásicos não-controlados

# 7

## Visão geral do capítulo

- 7.1 Introdução
- 7.2 Retificadores trifásicos de meia-onda (três-pulsos)
  - 7.2.1 Com carga resistiva
  - 7.2.2 Com carga indutiva ( $RL$ )
- 7.3 Retificadores trifásicos de onda completa em ponte (seis-pulsos)
  - 7.3.1 Com carga resistiva
  - 7.3.2 Com carga indutiva ( $RL$ )
- 7.4 Circuitos retificadores de doze-pulsos
- 7.5 Problemas
- 7.6 Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- discutir as vantagens dos retificadores trifásicos sobre os retificadores monofásicos;
- descrever, com a ajuda de formas de onda, a operação de um retificador não-controlado de três-pulsos com cargas resistiva e indutiva;
- descrever, com a ajuda de formas de onda, a operação de um retificador não-controlado de seis-pulsos com cargas resistiva e indutiva;
- explicar a operação de um retificador não-controlado de doze-pulsos.

## 7.1 Introdução

Os retificadores monofásicos são de confecção relativamente simples, mas têm uma capacidade de potência limitada e geram uma ondulação significativa na tensão de saída DC. Os retificadores trifásicos, por outro lado, propiciam uma saída DC com menos ondulação, o que facilita a filtragem na saída. Como os componentes do filtro para retificadores de alta potência são grandes e caros, a redução ou a eliminação desses filtros é importante. Assim, para aplicações de alta potência, é desejável o uso de retificadores trifásicos. Todos os circuitos de dispositivos monofásicos discutidos no Capítulo 5 têm versões trifásicas correspondentes. Os circuitos abordados no presente capítulo também podem contar com SCRs em circuitos retificadores trifásicos controlados (ver Capítulo 8).

Os retificadores trifásicos têm as seguintes vantagens, quando comparados aos monofásicos:

1. tensão de saída mais alta para uma determinada tensão de entrada;
2. amplitude mais baixa da ondulação (embora nunca chegue a zero), isto é, a tensão de saída é mais limpa;
3. frequência de ondulação mais alta, o que simplifica a filtragem;
4. eficiência total mais alta.

Os retificadores trifásicos usam três, seis ou doze diodos. O uso de mais diodos reduz o custo, distribui a carga e permite o uso de dispositivos com valores nominais mais baixos.

## 7.2 Retificadores trifásicos de meia-onda (três-pulsos)

### 7.2.1 Com carga resistiva

A Figura 7.1 mostra um retificador básico trifásico de meia-onda com três diodos e uma carga resistiva. Para analisar o circuito é preciso, em primeiro lugar, determinar os períodos nos quais cada diodo está ligado e em seguida aplicar a fonte de tensão apropriada sobre o resistor de carga  $R$ . Cada diodo conduz em intervalos de  $120^\circ$  na seqüência  $D_1, D_2, D_3, \dots$  para produzir a tensão de saída combinada  $v_o$ , como mostra a Figura 7.2.

No momento em que a tensão instantânea for mais positiva, seu respectivo diodo passará para o estado *ligado*. Seu terminal mais positivo se ligará aos cátodos dos dois outros diodos, mantendo-os desligados. Portanto, apenas um deles permanecerá ligado nesse momento (deve-se ignorar o instante do chaveamento). O súbito chaveamento de um diodo para outro é denominado *comutação*.

A forma de onda da tensão de entrada  $v_s$  na Figura 7.2 é usada para determinar os períodos em que cada diodo fica ligado. Considere o intervalo entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$ . Nesse período, a tensão de fase  $v_{CN}$  é mais alta do que  $v_{AN}$  e  $v_{BN}$ . Em consequência disso, o diodo  $D_3$  fica diretamente polarizado e a tensão de saída ( $v_o$ ) se torna igual a  $v_{CN}$ . Nesse intervalo, a tensão em  $D_1$  é  $v_{AC}$  e a tensão em  $D_2$ ,  $v_{BC}$ . Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  ficam, portanto, inversamente polarizados. De  $30^\circ$  a  $150^\circ$ , a tensão mais positiva é  $v_{AN}$ ; ela passa o diodo  $D_1$  para o estado *ligado* e aparece nos terminais de  $R$  como  $v_o$ . Em  $150^\circ$ , a tensão instantânea  $v_{BN}$  se torna maior do que  $v_{AN}$ .

O diodo  $D_1$  fica inversamente polarizado e passa para o estado *desligado* quando o diodo  $D_2$  fica diretamente polarizado e começa a conduzir. Isso faz com que seja aplicado  $v_{BN}$  em  $R$  de  $150^\circ$  a  $270^\circ$ . Em  $270^\circ$ ,  $v_{CN}$  torna-se de novo o mais positivo e  $D_3$  passa para o estado *ligado*. O diodo  $D_3$  liga  $v_{CN}$  em  $R$  a partir de  $270^\circ$ . O ciclo é então repetido.

Figura 7.1: Diagrama do circuito retificador trifásico de meia-onda.

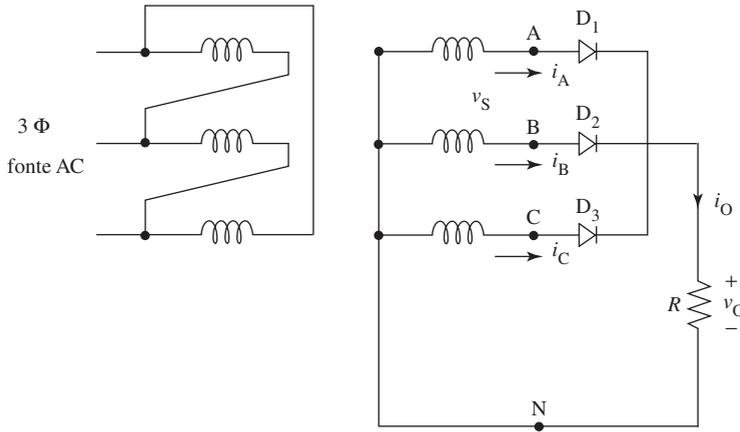
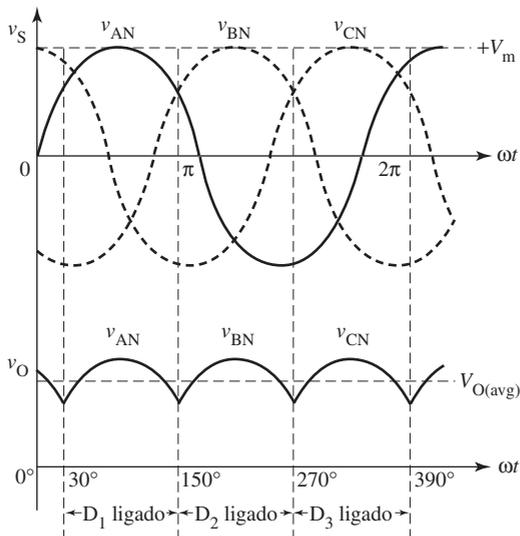


Figura 7.2: Formas de onda da tensão na carga.



A tensão de saída na carga  $v_o$  segue os picos da tensão de entrada de alimentação e varia pulsando entre  $V_{\max}$  e  $0,5 V_{\max}$ . Esse circuito é denominado retificador de três-pulsos, uma vez que a saída se repete três vezes em cada ciclo de  $v_s$ .

A tensão da ondulação é menor do que a produzida pelo retificador monofásico. A frequência de ondulação ( $f_r$ ) da tensão de saída é:

$$f_r = n f_s \quad 7.1$$

onde

$$n = \text{número de pulso ou de diodos} = 3$$

e

$$f_s = \text{frequência de alimentação AC}$$

Portanto,

$$f_r = 3 \cdot 60 = 180 \text{ Hz}$$

A filtragem, assim, torna-se mais fácil, uma vez que o tamanho do filtro se reduz à medida que a frequência de ondulação aumenta.

A expressão geral para a tensão média na carga é:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{n}{\pi} V_m \text{ sen} \left( \frac{\pi}{n} \right) \quad 7.2$$

Para o caso do retificador de três-pulsos,

$$V_{o(\text{avg})} = 0,827 V_m \quad 7.3$$

Em relação à tensão de linha, a tensão média na carga é dada por:

$$V_{o(\text{avg})} = 0,477 V_{L(m)} \quad 7.4$$

onde

$$V_m = \text{valor máximo da tensão de fase}$$

$$V_{L(m)} = \text{valor máximo da tensão de linha}$$

Uma vez que a carga é resistiva, a corrente tem a mesma forma de onda da tensão. A corrente de cada diodo é igual à corrente na carga durante o período em que um diodo conduz em seu intervalo de  $120^\circ$ . Cada corrente, no diodo, é então igual a zero no intervalo de  $240^\circ$  (ver Figura 7.3).

Em geral, cada diodo conduz por um período de  $\frac{2\pi}{n}$ .

A corrente média na carga é dada por:

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{n}{\pi} I_m \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{n} \right) \quad 7.5$$

$$= 0,827 I_m \quad 7.6$$

onde

$$I_m = V_m/R$$

A corrente média em cada diodo é apenas um terço da corrente na carga:

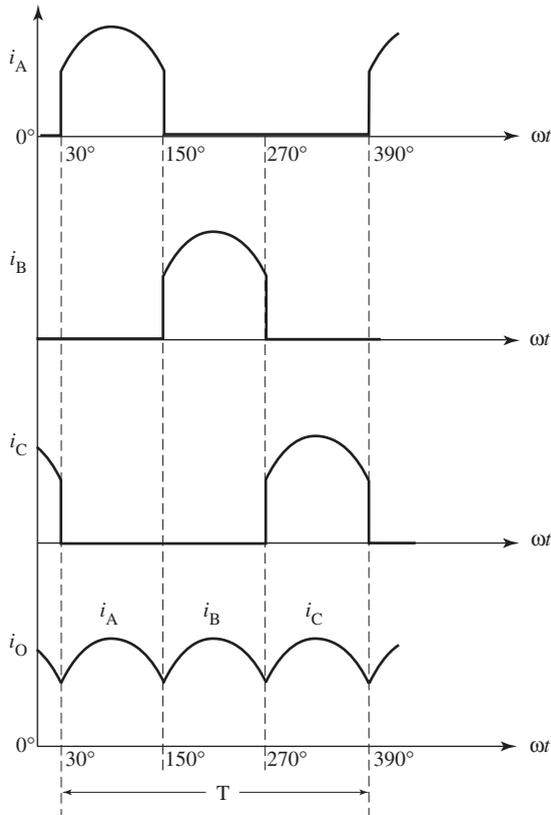
$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/n = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 7.7$$

A corrente máxima na carga e a corrente máxima no diodo são as mesmas. E, uma vez que a carga é resistiva,

$$I_{o(\text{max})} = \frac{V_m}{R} \quad 7.8$$

$$= 1,21 I_{o(\text{avg})}$$

Figura 7.3: Formas de onda de corrente.



O valor RMS da corrente na carga é:

$$\begin{aligned}
 I_{o(\text{RMS})} &= I_m \left[ \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{n} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{n} \right) \right]^{1/2} \\
 &= I_m \left[ \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2\pi}{3} \right) \right]^{1/2} && \mathbf{7.9} \\
 &= 0,408 I_m
 \end{aligned}$$

Em geral, o fator de ondulação é dado por:

$$\text{RF} = \frac{\sqrt{2}}{n^2 - 1} = \frac{\sqrt{2}}{3^2 - 1} = 0,177 \quad \mathbf{7.10}$$

e o fator de forma, por:

$$\text{FF} = \sqrt{n} = \sqrt{3} = 1,732 \quad \mathbf{7.11}$$

A Tabela 7.1 mostra a tensão nos diodos em vários intervalos de 120°.

A tensão em qualquer diodo pode, portanto, ser plotada depois de plotar a forma de onda para as tensões de linha. Em seguida toma-se a tensão apropriada, segundo a Tabela 7.1. As formas de onda são mostradas na Figura 7.4. Observe que as tensões de linha são apresentadas com suas respectivas tensões de fase adiantadas em 30°.

O valor nominal da PIV para os diodos deve ser:

$$\text{valor nominal da PIV} \geq V_{L(m)} \text{ ou } \sqrt{6} V_{s(m)} \quad \mathbf{7.12}$$

**Tabela 7.1**

Período	Diodo ligado	Diodos desligados	Tensões no diodo		
			$v_{D1}$	$v_{D2}$	$v_{D3}$
0° a 30°	D <sub>3</sub>	D <sub>1</sub> e D <sub>2</sub>	$v_{AC}$	$v_{BC}$	0
30° a 150°	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub> e D <sub>3</sub>	0	$v_{BA}$	$v_{CA}$
150° a 270°	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub> e D <sub>1</sub>	$v_{AB}$	0	$v_{CB}$
270° a 390°	D <sub>3</sub>	D <sub>1</sub> e D <sub>2</sub>	$v_{AC}$	$v_{BC}$	0

Figura 7.4: Tensão nos diodos: a)  $v_{D1}$ ; b)  $v_{D2}$ ;

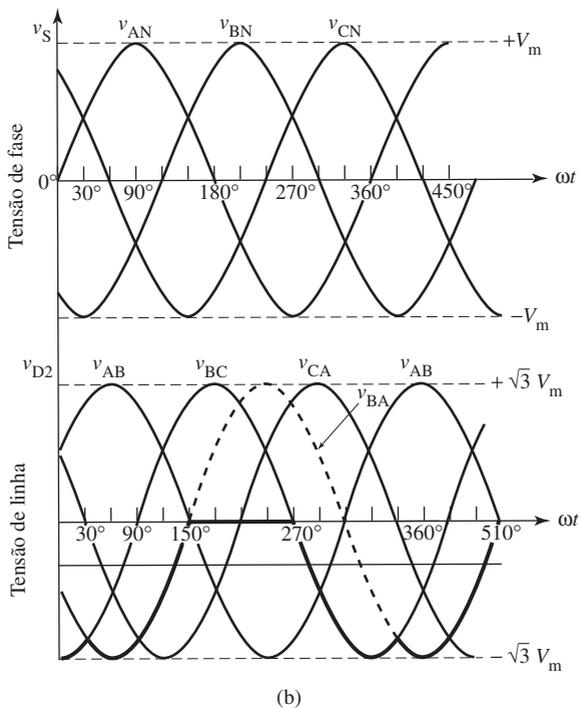
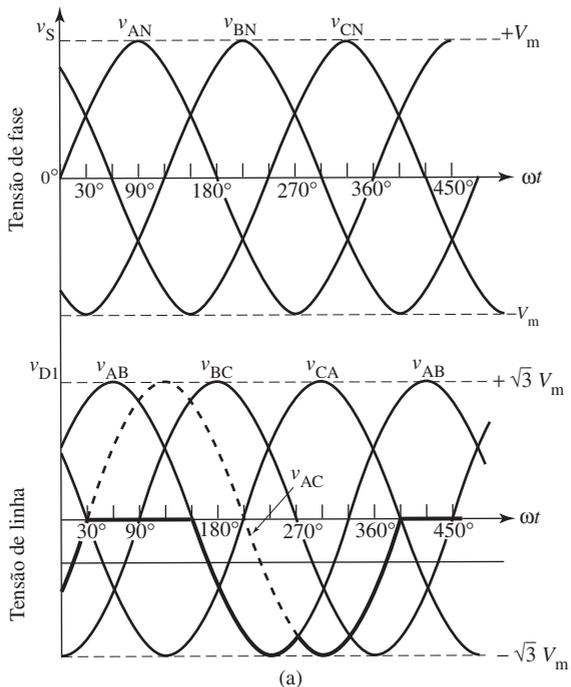
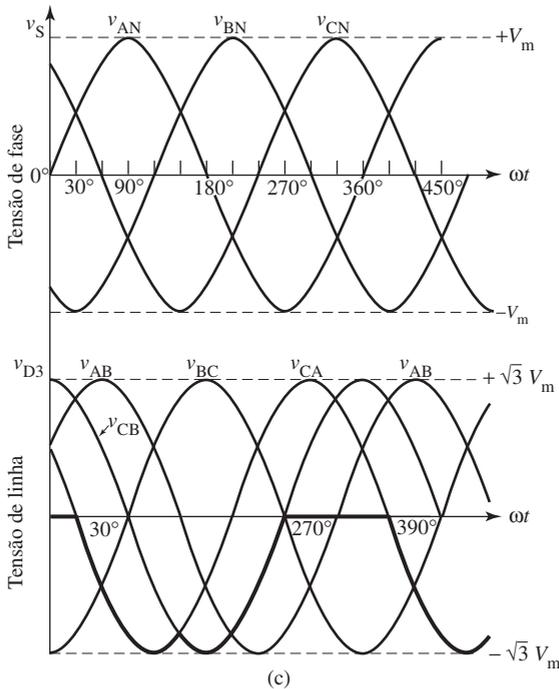


Figura 7.4 (continuação): c)  $v_{D3}$ .

### Exemplo 7.1

Um retificador não-controlado de três-pulsos está ligado a uma fonte AC de  $3 \Phi$ , 4 fios de 220 V. Se a resistência de carga for de  $20 \Omega$ , determine:

- a tensão máxima na carga
- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- a corrente máxima na carga
- a corrente máxima no diodo
- o valor nominal da PIV do diodo
- a corrente média no diodo
- o fator de forma
- o número de pulso
- o ângulo de condução

### Solução

- a) valor máximo da tensão de linha

$$V_{L(m)} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ V}$$

- valor máximo da tensão de fase

$$V_m = 311/\sqrt{3} = 179,6 \text{ V}$$

- b)  $V_{o(avg)} = 0,827 \cdot 179,6 = 148,5 \text{ V}$
- c)  $I_{o(avg)} = V_{o(avg)}/R = 148,5/5,20 = 7,4 \text{ A}$
- d)  $I_{o(max)} = V_m/R = 179,6/20 = 9 \text{ A}$
- e)  $I_{D(max)} = I_{o(max)} = 9 \text{ A}$
- f)  $PIV \cong V_{L(m)} = 311 \text{ V}$
- g)  $I_{D(avg)} = \frac{I_{o(avg)}}{3} = 7,4/3 = 2,5 \text{ A}$
- h)  $FF = \sqrt{n} = \sqrt{3} = 1,732$
- i)  $P = 3$
- j)  $\theta = 120^\circ$

### 7.2.2 Com carga indutiva (RL)

No caso prático em que a carga contém uma indutância em série com a resistência (ver Figura 7.5), a corrente na carga é mais constante e tem uma ondulação que pode ser desprezada. Quanto mais alta a indutância, mais a corrente tende a ficar constante. Em condições ideais, se  $L$  for infinito, a ondulação será nula.

A tensão de saída  $v_o$  ainda tem ondulação, mas a tensão de ondulação será nula na porção resistiva da carga. Em condições ideais, toda a tensão de ondulação será absorvida na porção indutiva da carga.

Figura 7.5: Retificador de três-pulsos com uma carga RL: a) diagrama do circuito;

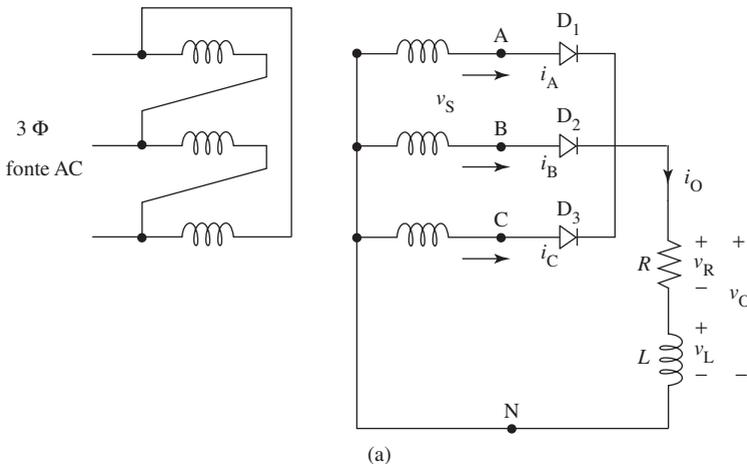
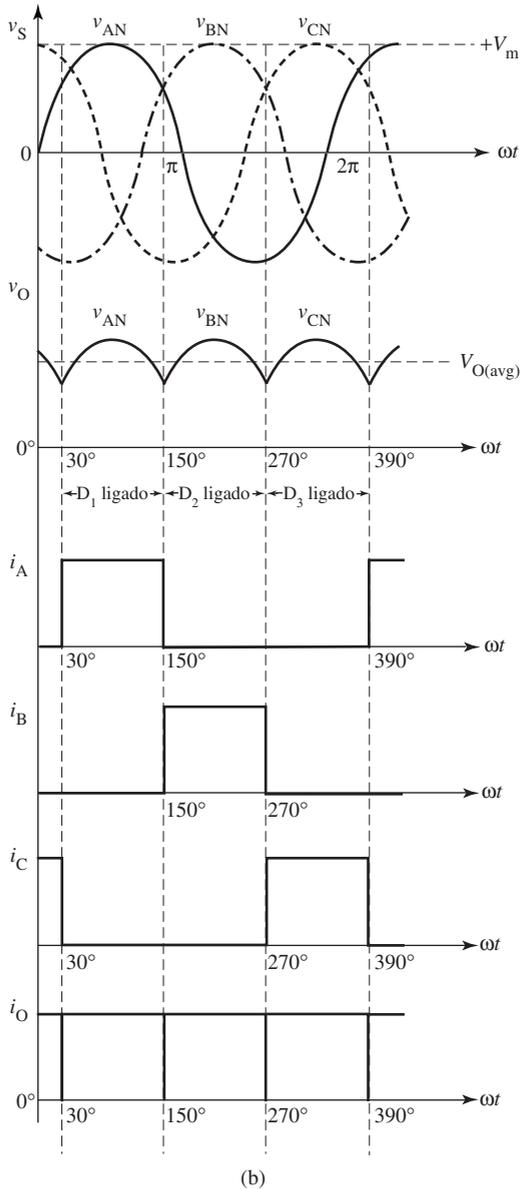


Figura 7.5 (continuação): b) formas de onda de tensão e de corrente.



Não há nenhuma mudança na forma de onda da tensão de saída, e a tensão média de saída permanece a mesma da Equação 7.2.

A corrente média no diodo é:

$$I_{D(avg)} = I_{o(avg)}/3$$

Se supusermos a corrente na carga quase constante,

$$I_{o(\text{RMS})} = I_{o(\text{avg})} \quad \mathbf{7.13}$$

Uma vez que a forma de onda da corrente tem forma retangular,

$$I_{D(\text{max})} = I_{o(\text{max})} = I_{D(\text{avg})} \quad \mathbf{7.14}$$

### Exemplo 7.2

Se à carga do Exemplo 7.1 for acrescentada uma indutância alta, determine:

- a tensão máxima na carga
- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- a corrente máxima na carga
- a corrente RMS na carga
- a corrente máxima no diodo
- o valor nominal da PIV do diodo
- a corrente média no diodo

### Solução

a) Do Exemplo 7.1a,

$$V_m = 179,6 \text{ V}$$

b) Do Exemplo 7.1b,

$$V_{o(\text{avg})} = 148,5 \text{ V}$$

c) Do Exemplo 7.1c,

$$I_{o(\text{avg})} = 7,4 \text{ A}$$

d) Uma vez que não há ondulação,

$$I_{o(\text{max})} = I_{o(\text{avg})} = 7,4 \text{ A}$$

e) corrente RMS na carga

$$I_{o(\text{RMS})} = I_{o(\text{avg})} = 7,4 \text{ A}$$

f) corrente máxima no diodo

$$I_{D(\text{max})} = I_{o(\text{avg})} = 7,4 \text{ A}$$

g) Do Exemplo 7.1f,

$$\text{PIV} \geq 311 \text{ V}$$

h) Do Exemplo 7.1g,

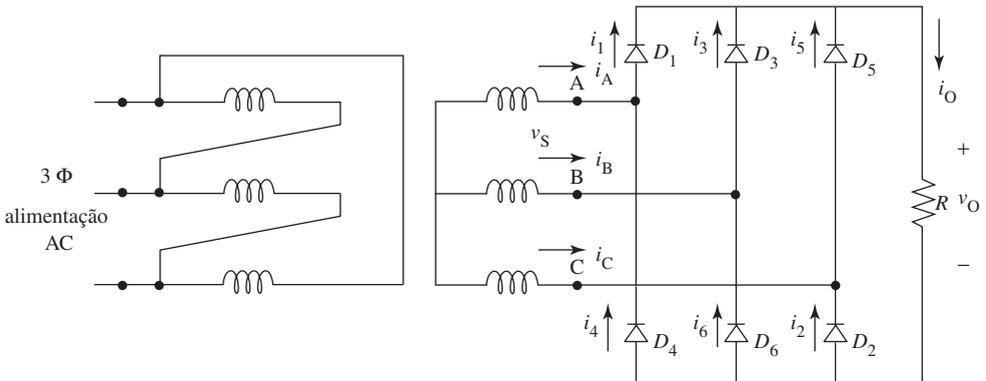
$$I_{D(\text{avg})} = 2,5 \text{ A}$$

## 7.3 Retificadores trifásicos de onda completa em ponte (seis-pulsos)

### 7.3.1 Com carga resistiva

O retificador trifásico de onda completa em ponte (seis-pulsos) é um dos circuitos mais importantes em aplicações de alta potência. Pode ser ligado diretamente a uma fonte trifásica ou usar um transformador trifásico ligado em conexão  $\Delta$ -Y, Y- $\Delta$  ou  $\Delta$ - $\Delta$ . Um retificador de seis-pulsos fornece uma saída que tem menos ondulação do que a do retificador de três-pulsos. A Figura 7.6 mostra o diagrama do circuito; os diodos são numerados na ordem em que conduzem. O retificador em ponte usa ambas as metades, positiva e negativa, da tensão de entrada. Os picos negativos são passados para o resistor de carga  $R$ . Portanto, a frequência de ondulação é seis vezes a frequência da fonte AC.

Figura 7.6: Diagrama do circuito retificador de onda completa em ponte.



#### 7.3.1.1 Operação do retificador de onda completa em ponte

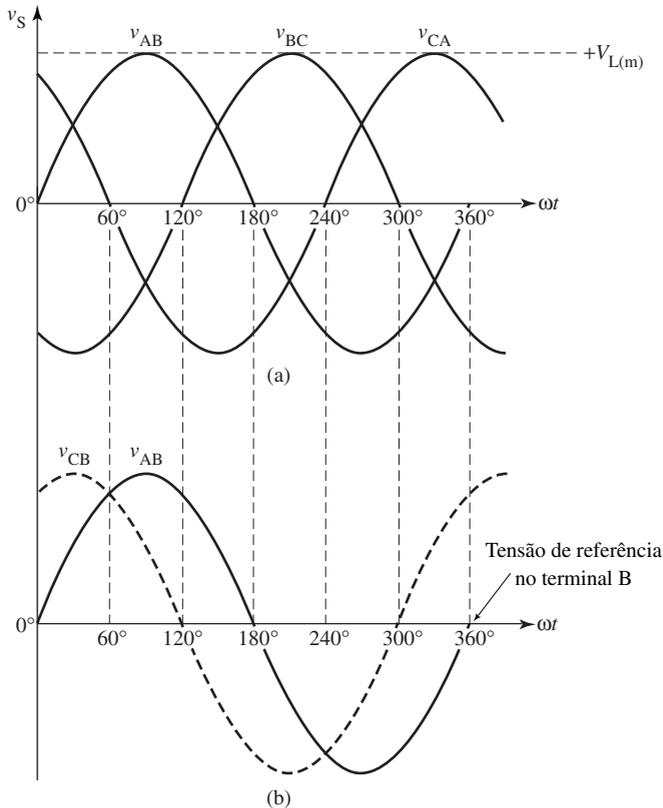
Consideremos as seguintes hipóteses para a análise da operação do retificador em ponte:

1. Dois diodos em série estão sempre conduzindo, enquanto os outros quatro permanecem bloqueados.
2. Um dos diodos que conduz tem subscrito ímpar ( $D_1$ ,  $D_3$  ou  $D_5$ ), enquanto o outro tem par ( $D_2$ ,  $D_4$  ou  $D_6$ ).
3. Cada diodo conduz por  $120^\circ$ , ou seja, um terço de cada ciclo.
4. A corrente flui do terminal mais positivo da fonte através de um diodo ímpar, da carga, de um diodo par e então volta para o terminal mais negativo da fonte.

O fluxo de corrente em qualquer instante de tempo pode, portanto, ser calculado quando se determinam os terminais mais positivos e mais negativos da fonte. O terminal mais positivo polarizará diretamente seu respectivo diodo ímpar e o fará passar para o estado *ligado*. O terminal mais negativo polarizará diretamente seu respectivo diodo par e o fará passar para o estado *ligado*.

Para determinar os terminais da fonte, o mais positivo e o mais negativo, pode-se plotar duas tensões quaisquer de linha em relação a um terminal de referência comum. Escolhemos, de modo arbitrário, o terminal B. As duas tensões de linha são  $v_{AB}$  e  $v_{CB}$ , como mostra a Figura 7.7b.  $v_{CB}$  é, na realidade, o inverso de  $v_{BC}$  (ver Figura 7.7a).

**Figura 7.7:** Formas de onda da fonte de tensão trifásica AC: a) tensões de linha com seqüência de fase ABC; b) tensões de linha  $v_{AB}$  e  $v_{CB}$ .



A condição dos diodos pode ser encontrada com facilidade a partir da Figura 7.7b. No intervalo de  $0^\circ$  a  $60^\circ$ , a tensão no terminal C é a mais alta. Assim, da Figura 7.6, o ânodo de  $D_5$  está com a tensão mais positiva do circuito. Isso polariza diretamente  $D_5$ , passando-o para o estado *ligado*. De  $60^\circ$  a  $180^\circ$ , o terminal A passa a ser o mais positivo; portanto,  $D_1$  fica diretamente polarizado e passa para o estado *ligado*. Em  $180^\circ$ , a tensão do terminal A cai abaixo da tensão do terminal B. Agora, a tensão

em B é a mais positiva, e isso faz com que  $D_3$  passe para o estado *ligado*. Em  $300^\circ$ , a tensão no terminal C passa a ser a mais positiva e leva  $D_5$  ao estado *ligado*.

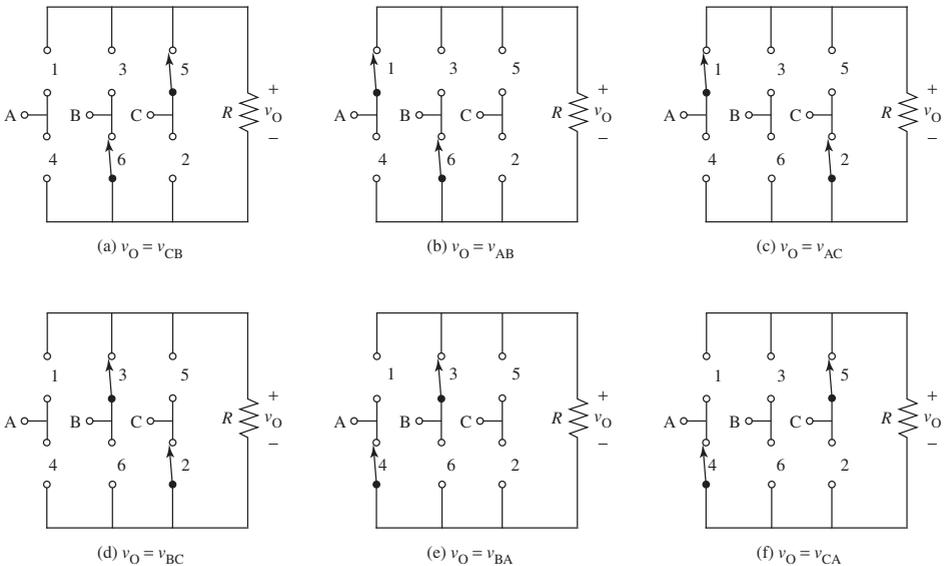
De maneira semelhante, o estado dos diodos pares pode ser determinado a partir da Figura 7.7b, depois de definida a tensão mais negativa do terminal. De  $0^\circ$  a  $120^\circ$ , o terminal B é o mais negativo; de  $120^\circ$  a  $240^\circ$ , é o terminal C; e de  $240^\circ$  a  $360^\circ$ , é o terminal A. Os resultados estão resumidos na Tabela 7.2.

Podemos usar a Tabela 7.2 para desenhar os circuitos equivalentes simplificados do retificador de seis-pulsos mostrado na Figura 7.8. A partir desses circuitos, é possível determinar com facilidade a tensão de saída para cada período de  $60^\circ$ . A Figura 7.9a mostra as tensões nas três linhas e suas tensões inversas; para cada intervalo de  $60^\circ$ , a porção da tensão na Figura 7.9a é redesenhada como  $v_o$  na Figura 7.9b, de modo que se obtenha a forma de onda completa da tensão de saída.

Tabela 7.2

Período	Tensão positiva mais alta	Tensão negativa mais alta	Diodos ligados	
			Ímpares	Pares
$0^\circ$ a $60^\circ$	C	B	$D_5$	$D_6$
$60^\circ$ a $120^\circ$	A	B	$D_1$	$D_6$
$120^\circ$ a $180^\circ$	A	C	$D_1$	$D_2$
$180^\circ$ a $240^\circ$	B	C	$D_3$	$D_2$
$240^\circ$ a $300^\circ$	B	A	$D_3$	$D_4$
$300^\circ$ a $360^\circ$	C	A	$D_5$	$D_4$

Figura 7.8: Circuitos equivalentes de um retificador de seis-pulsos.



A tensão de saída varia entre  $1,414 V_s$  e  $1,225 V_s$ , onde  $V_s$  é o valor RMS da tensão de linha. A tensão média DC na carga é o dobro da do retificador de meia-onda, e seu valor é dado por:

$$V_{o(\text{avg})} = 1,654 V_m \tag{7.15}$$

onde  $V_m$  é o valor máximo da tensão de fase. Em relação à tensão de linha, a tensão média na carga é dada por:

$$V_{o(\text{avg})} = 0,955 V_{L(m)} \tag{7.16}$$

A corrente nos diodos é mostrada na Figura 7.10. Cada um deles ainda conduz por  $120^\circ$ . As correntes de linha  $i_A, i_B, i_C$  fornecidas pelo transformador podem ser obtidas pela lei de Kirchhoff das correntes (KCL):

$$\begin{aligned} i_A &= i_1 - i_4 \\ i_B &= i_3 - i_6 \\ i_C &= i_5 - i_2 \end{aligned}$$

**Figura 7.9:** a) Tensões da fonte, incluindo as três tensões invertidas; b) formas de onda da tensão de saída do retificador em ponte.

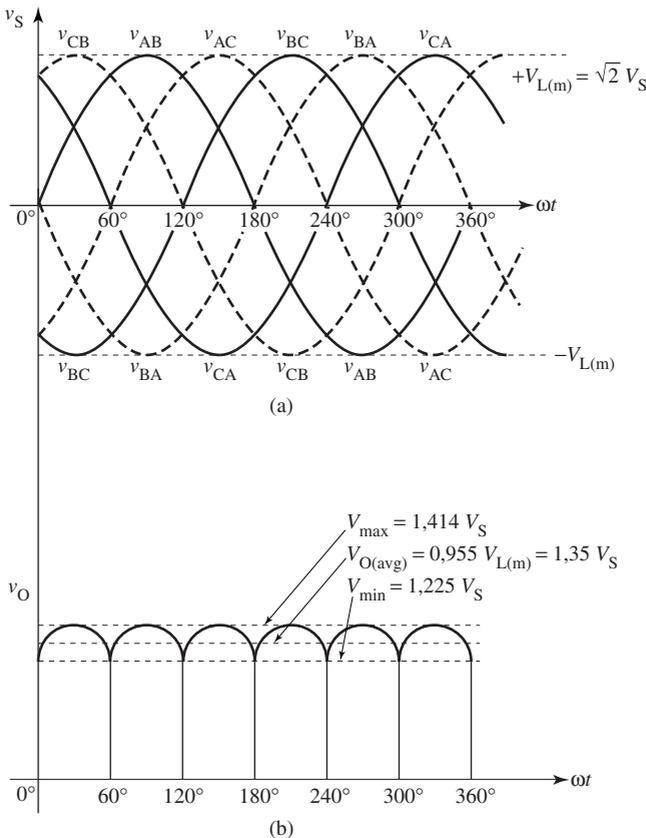
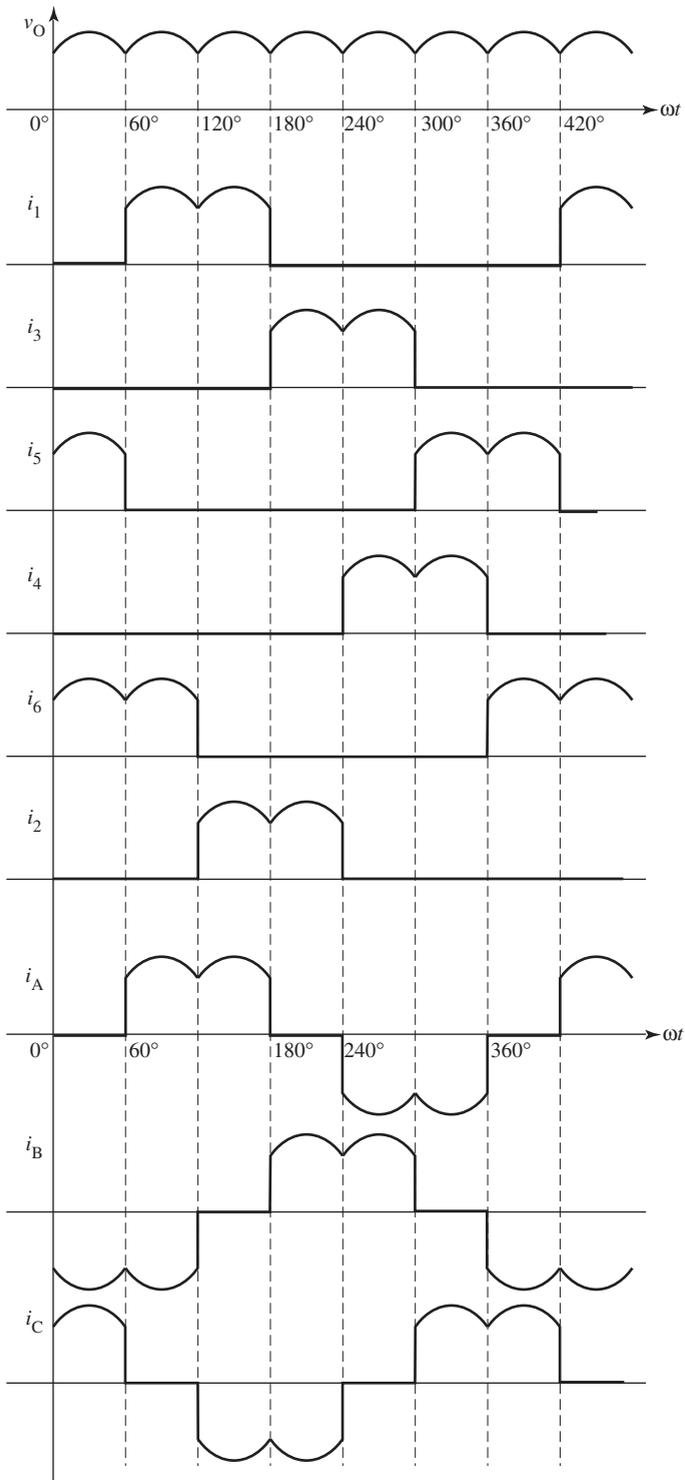


Figura 7.10: Formas de onda da corrente de linha e nos diodos.



As correntes de linha estão também plotadas na Figura 7.10. Observe que as três correntes de linha consistem em ondas idênticas que estão 120° fora de fase.

A corrente média na carga é dada por:

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{3}{\pi} I_m = \frac{3}{\pi} \frac{V_m}{R} = 0,955 \frac{V_m}{R} \quad 7.17$$

A corrente média em um dos diodos é somente um terço da corrente na carga:

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 7.18$$

O valor RMS da corrente no diodo é:

$$I_{D(\text{RMS})} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{o(\text{avg})} \quad 7.19$$

O fator de ondulação é:

$$\text{RF} = \frac{\sqrt{2}}{(n^2 - 1)} = 0,0404 \quad 7.20$$

e a frequência de ondulação é:

$$f_r = 6 f_s \quad 7.21$$

Os períodos de condução do diodo são de:

$$\frac{2\pi}{3} = 120^\circ \quad 7.22$$

A tensão máxima de bloqueio para o diodo é:

$$\text{PIV} \geq V_{L(m)} \quad 7.23$$

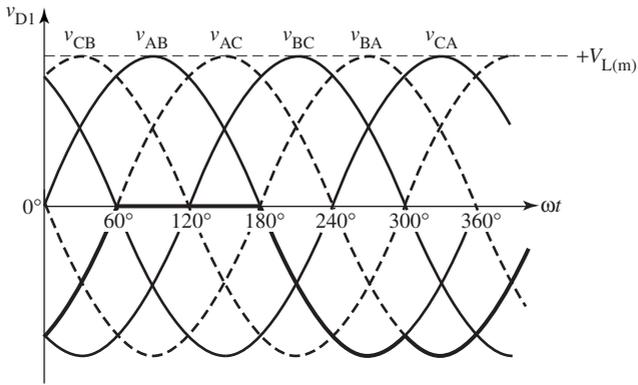
A Tabela 7.3 mostra a tensão nos diodos para vários intervalos de 60°.

A tensão, em qualquer diodo, pode portanto ser plotada, em primeiro lugar, ao desenhar-se a forma de onda para as tensões de linha (ver Figura 7.11) e, depois, ao se tomar a tensão a partir da Tabela 7.3.

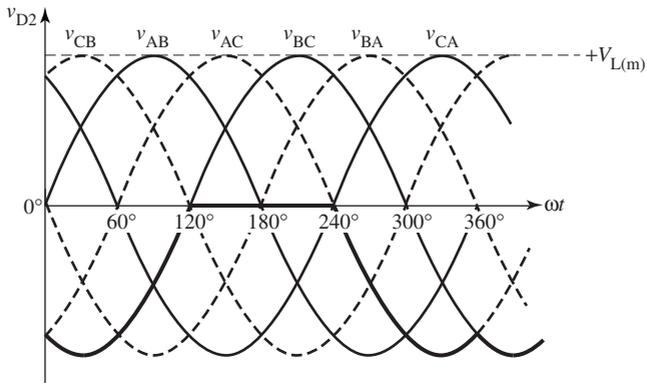
**Tabela 7.3**

Período	Diodos ligados	Tensões nos diodos					
		$v_{D1}$	$v_{D2}$	$v_{D3}$	$v_{D4}$	$v_{D5}$	$v_{D6}$
0° a 60°	D <sub>5</sub> e D <sub>6</sub>	$v_{AC}$	$v_{BC}$	$v_{BC}$	$v_{BA}$	0	0
60° a 120°	D <sub>6</sub> e D <sub>1</sub>	0	$v_{BC}$	$v_{BA}$	$v_{BA}$	$v_{CA}$	0
120° a 180°	D <sub>1</sub> e D <sub>2</sub>	0	0	$v_{BA}$	$v_{CA}$	$v_{CA}$	$v_{CB}$
180° a 240°	D <sub>2</sub> e D <sub>3</sub>	$v_{AB}$	0	0	$v_{CA}$	$v_{CB}$	$v_{CB}$
240° a 300°	D <sub>3</sub> e D <sub>4</sub>	$v_{AB}$	$v_{AC}$	0	0	$v_{CB}$	$v_{AB}$
300° a 360°	D <sub>4</sub> e D <sub>5</sub>	$v_{AC}$	$v_{AC}$	$v_{BC}$	0	0	$v_{AB}$

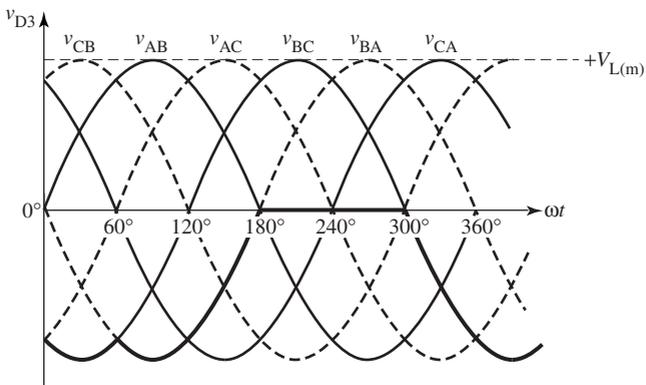
Figura 7.11: Tensão nos diodos a), b) e c);



(a)

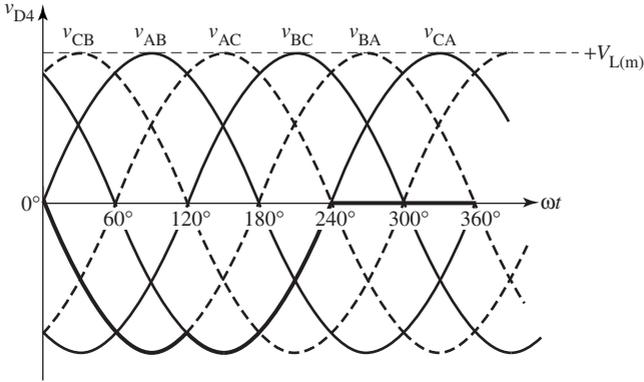


(b)

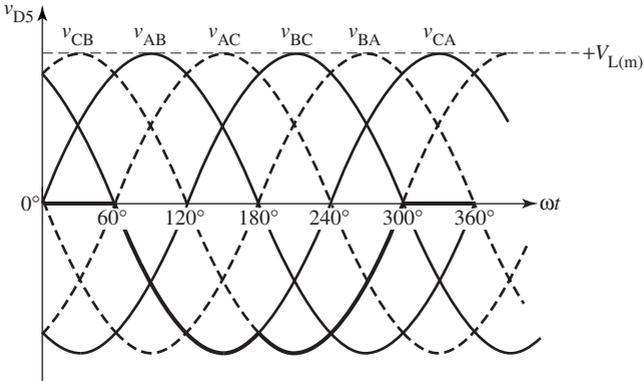


(c)

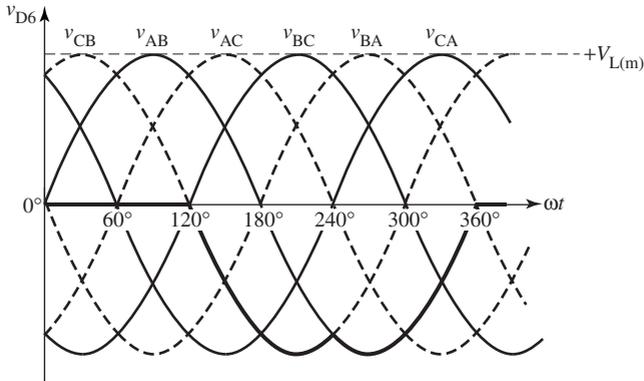
Figura 7.11 (continuação): Tensão nos diodos d), e) e f).



(d)



(e)



(f)

**Exemplo 7.3**

Um retificador não-controlado de seis-pulsos é ligado a uma fonte de  $3 \Phi$ , 208 V, 60 Hz. Se a resistência de carga for de  $5 \Omega$ , determine:

- a) a tensão média na carga
- b) a corrente média na carga
- c) a corrente média no diodo
- d) a corrente máxima no diodo
- e) o valor nominal da PIV do diodo
- f) a frequência de ondulação
- g) a tensão pico a pico da ondulação
- h) o fator de forma
- i) o número de pulso
- j) o ângulo de condução

**Solução**

$$a) V_{L(m)} = \sqrt{2} \cdot 208 = 294 \text{ V}$$

$$V_{o(avg)} = 0,955 V_{L(m)} = 0,955 \cdot 294 = 281 \text{ V}$$

$$b) I_{o(avg)} = V_{o(avg)} / R = 281 / 5 = 56,2 \text{ A}$$

$$c) I_{D(avg)} = \frac{I_{o(avg)}}{3} = 56,2 / 3 = 18,7 \text{ A}$$

$$d) I_{D(max)} \approx I_{o(avg)} = 56,2 \text{ A}$$

$$e) \text{PIV em cada diodo} \geq V_{L(m)} = 294 \text{ V}$$

f) frequência de ondulação

$$f_r = 6 f_s = 6 \cdot 60 = 360 \text{ Hz}$$

g) tensão de saída varia entre  $V_{\min}$  e  $V_{\max}$

$$V_{\min} = 1,225 V_s = 1,225 \cdot 208 = 255 \text{ V}$$

$$V_{\max} = 1,414 V_s = 1,414 \cdot 208 = 294 \text{ V}$$

A tensão pico a pico da ondulação é  $294 - 255 = 39 \text{ V}$ .

h) fator de forma

$$FF = V_s / V_{o(avg)} = 208 / 281 = 0,74$$

i) número de pulso

$$P = 6$$

j) ângulo de condução

$$\theta = 120^\circ$$

### 7.3.2 Com carga indutiva (RL)

Se a carga for indutiva, a forma de onda da tensão de saída permanecerá como no caso da carga resistiva e a corrente na carga terá a ondulação reduzida. As formas de onda para a corrente são mostradas na Figura 7.12, na qual se supõe um alto valor de indutância.

A tensão média ou DC na carga é dada por:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3}{\pi} V_{L(m)} = 0,955 V_{L(m)} \quad 7.24$$

A corrente média na carga é:

$$\begin{aligned} I_{o(\text{avg})} &= \frac{V_{o(\text{avg})}}{R} & 7.25 \\ &= \frac{0,955 V_m}{R} \end{aligned}$$

O diodo conduz durante um terço do ciclo. Portanto, a corrente média no diodo é:

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 7.26$$

O valor RMS da corrente no diodo é:

$$I_{D(\text{RMS})} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{o(\text{avg})} \quad 7.27$$

O valor RMS das correntes de linha ( $i_A$ ,  $i_B$  ou  $i_C$ ) é  $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{o(\text{avg})} = 0,82 I_{o(\text{avg})}$

O valor RMS da corrente na carga é dado por:

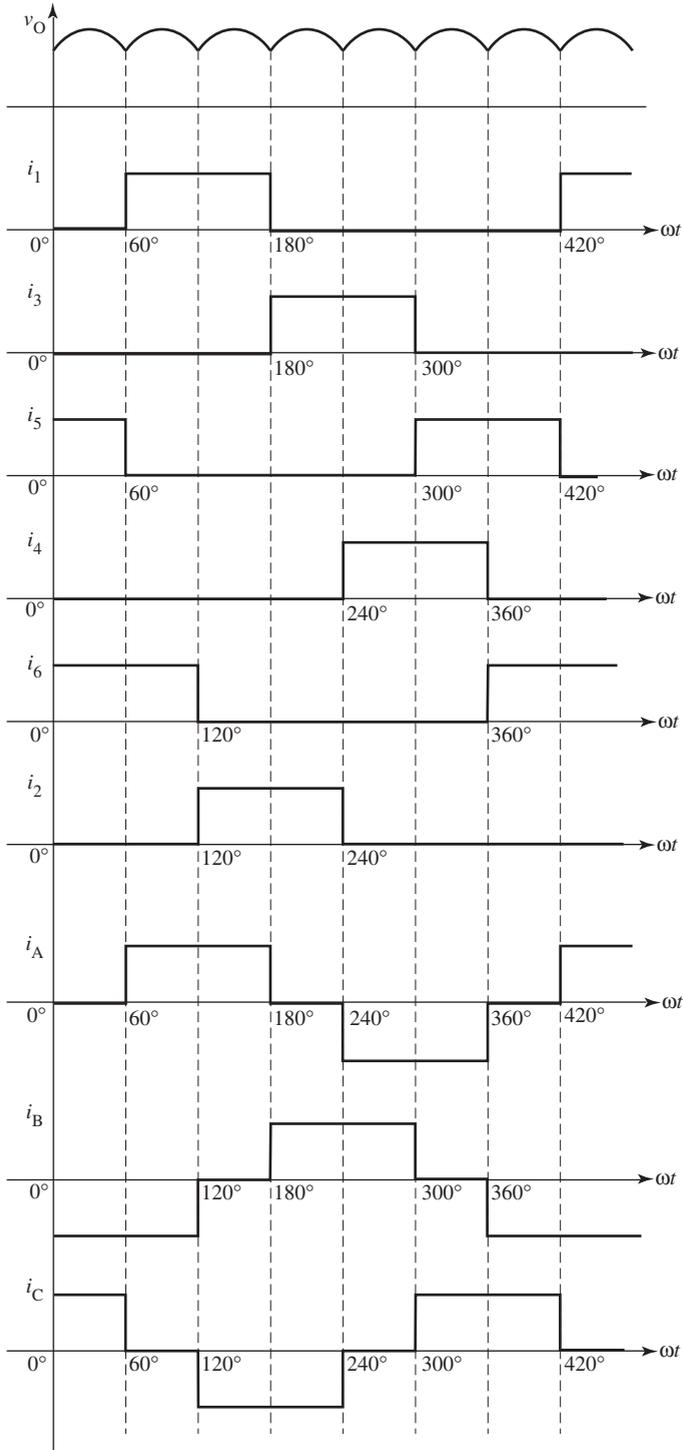
$$I_{o(\text{RMS})} = 0,956 I_m \quad 7.28$$

Observe que há pouca diferença entre os valores médios e RMS da corrente na carga, porque a forma de onda da corrente tem uma ondulação muito pequena.

A PIV em cada elemento é:

$$V_{L(m)} = \sqrt{2} V_s \quad 7.29$$

Figura 7.12: Formas de onda de um retificador em ponte com carga indutiva.



A ondulação pico a pico é somente  $(1,414 - 1,225) = 0,189 V_s$

7.30

O retificador de seis-pulsos representa uma grande melhoria quando comparado ao de três-pulsos e forma a base principal para a maioria das instalações de retificadores de grande porte.

### Exemplo 7.4

Um retificador não-controlado de seis-pulsos ligado a uma fonte de 220 V, 3  $\Phi$ , alimenta uma carga  $RL$ . Se a indutância for muito grande e a resistência de carga for de 50  $\Omega$ , determine:

- a tensão média na carga
- a corrente média na carga
- o valor nominal da PIV do diodo
- a corrente média no diodo
- a corrente RMS na carga
- a corrente RMS no diodo
- a potência na carga

### Solução

$$a) V_{L(m)} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ V}$$

$$V_{o(avg)} = 0,955 V_{L(m)} = 0,955 \cdot 311 = 297 \text{ V}$$

$$b) I_{o(avg)} = V_{o(avg)}/R = 297/50 = 5,94 \text{ A}$$

$$c) PIV \cong V_{L(m)} = 311 \text{ V}$$

$$d) I_{D(avg)} = \frac{I_{o(avg)}}{3} = 5,94/3 = 2,07 \text{ A}$$

$$e) I_{D(m)} = I_m = V_m/R = 311/50 = 6,22 \text{ A}$$

$$I_{o(RMS)} = 0,956 \cdot I_m = 0,956 \cdot 6,22 = 5,95 \text{ A}$$

(próximo ao valor da corrente média na carga, uma vez que a ondulação é muito pequena)

f) corrente RMS no diodo

$$I_{D(RMS)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{o(avg)} = \frac{5,94}{1,73} = 3,43 \text{ A}$$

g) potência na carga

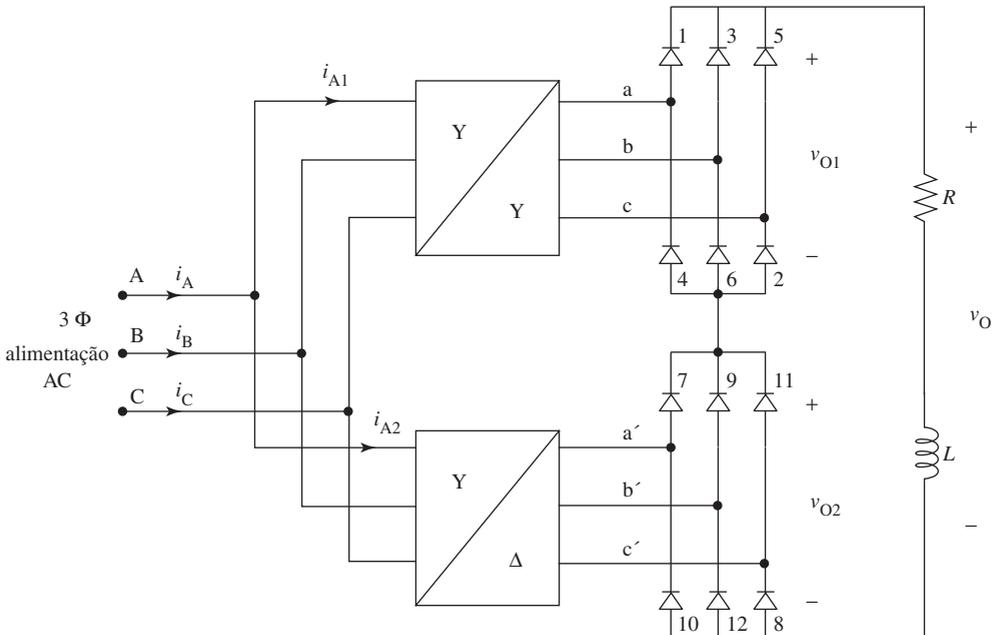
$$P_L = I_{o(RMS)}^2 R = 5,95^2 \cdot 50 = 1770 \text{ W}$$

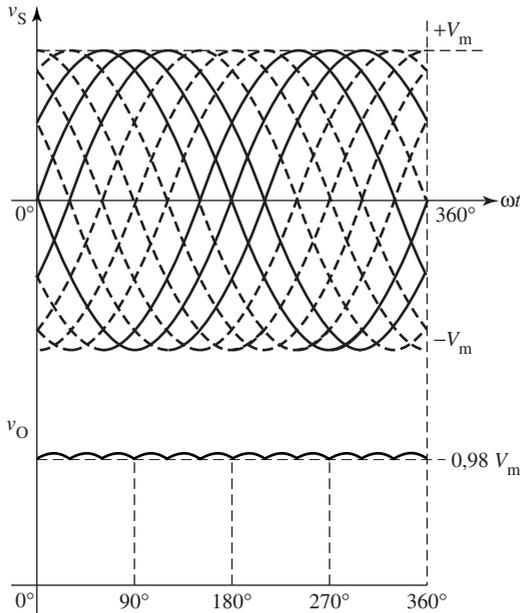
## 7.4 Circuitos retificadores de doze-pulsos

Para reduzir mais ainda a tensão de ondulação na saída DC e aumentar a frequência de ondulação, o número de pulso pode subir de seis para doze. Um retificador de doze-pulsos pode ser montado com dois retificadores de seis-pulsos ligados em série, como mostra a Figura 7.13. As fontes trifásicas AC que alimentam essas duas pontes são defasadas em  $30^\circ$  uma em relação à outra. Para conseguir isso, basta deslocar as fases das fontes AC com o uso de dois transformadores trifásicos, um dos quais ligado em Y e outro em  $\Delta$ , no lado secundário. No lado primário, ambos são ligados em Y à mesma fonte trifásica. Desse modo, as tensões de fase do lado secundário do transformador  $\Delta$  são defasadas em  $30^\circ$ ; portanto, todas as tensões de fase do lado secundário do transformador serão defasadas dos mesmos  $30^\circ$  em relação às fases correspondentes no outro. Haverá também uma diferença em amplitude na tensão de fase do secundário. A tensão secundária do transformador  $\Delta$  será menor por um fator três vezes menor em relação à do transformador Y. Entretanto, isso pode ser resolvido com uma relação de espiras diferente ( $\sqrt{3}$  para um transformador Y- $\Delta$ ). Dessa maneira, as tensões secundárias podem ser idênticas em amplitude.

As tensões de linha resultantes no secundário,  $v_{ab}$  e  $v_{a'b'}$ , estão defasadas em  $30^\circ$ , como consequência da ligação do transformador. Uma vez que cada uma das pontes de seis-pulsos opera de modo independente, a tensão de saída  $v_o$  é a soma de  $v_{o1}$  e  $v_{o2}$ . A Figura 7.14 mostra a forma de onda da tensão de saída. Como pode ser observado,  $v_o$  é a saída de doze-pulsos, com a frequência de ondulação igual a doze vezes a frequência da fonte.

Figura 7.13: Retificador de doze-pulsos.



**Figura 7.14:** Forma de onda da tensão de saída.

O valor da tensão média de saída é:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m \cdot 6\sqrt{2}}{\pi(\sqrt{3} + 1)} = 0,989 V_m \quad \mathbf{7.31}$$

O valor nominal da PIV para os diodos é:

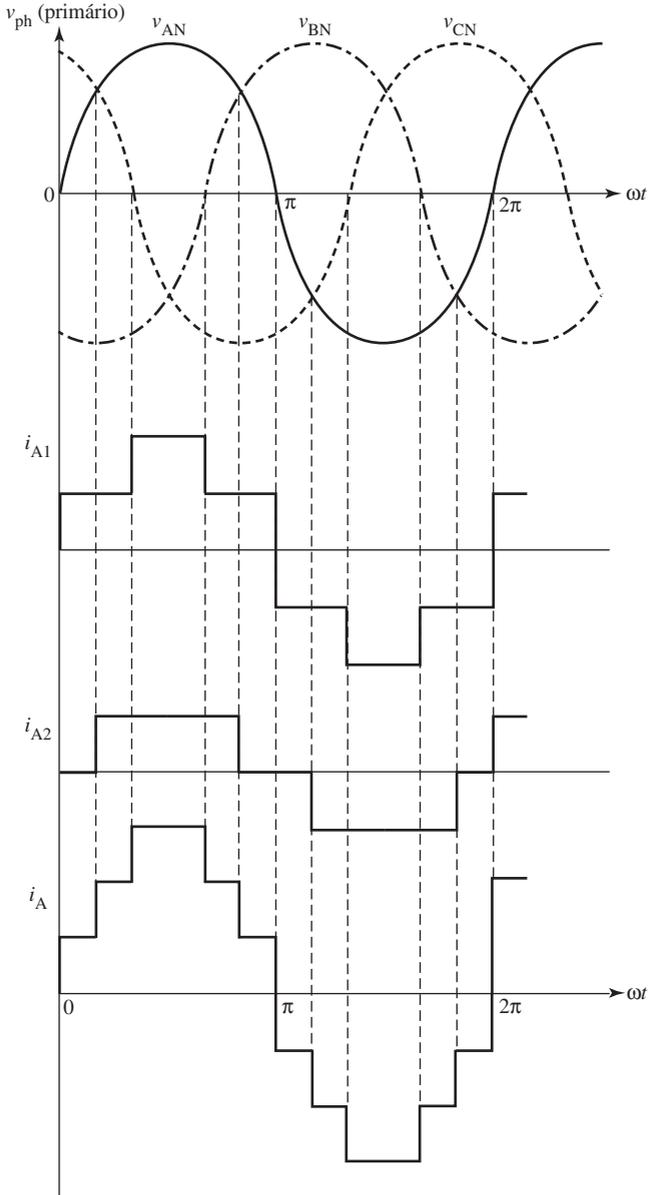
$$\text{valor nominal da PIV} \geq \sqrt{3} V_s \quad \mathbf{7.32}$$

A Figura 7.15 ilustra a combinação de formas de onda de corrente na entrada para que resulte em uma corrente de linha que seja mais próxima de uma onda senoidal do que a forma de onda de seis-pulsos.

## 7.5 Problemas

- 7.1** Quais as vantagens de um retificador de seis-pulsos sobre um retificador trifásico?
- 7.2** Desenhe a forma de onda da tensão de saída se os diodos na Figura 7.1 forem invertidos.
- 7.3** Um retificador de três-pulsos fornece 20 A para uma carga resistiva. Se a tensão DC na carga for de 120 V, determine:
  - a) a corrente média no diodo
  - b) o valor nominal da PIV de cada diodo
  - c) a corrente RMS no diodo

Figura 7.15: Formas de onda de corrente de entrada para um retificador de doze-pulsos.



- 7.4** Um retificador de seis-pulsos alimenta 8,8 kW para uma carga resistiva. Se a tensão DC na carga for de 220 V, determine:
- a corrente média no diodo
  - o valor nominal da PIV de cada diodo
  - a corrente RMS no diodo

- 7.5** Um retificador de três-pulsos alimenta uma carga resistiva de  $10 \Omega$  a partir de uma fonte de 220 V. Determine:
- a tensão média na carga
  - a corrente média na carga
  - a corrente máxima na carga
  - o valor nominal da PIV do diodo
  - a corrente máxima no diodo
  - a potência média na carga
- 7.6** Repita o Problema 7.5 após adicionar uma indutância grande em série com a resistência de carga.
- 7.7** Um retificador de três-pulsos é ligado a uma fonte de 220 V. Se o retificador alimentar uma corrente média na carga de 50 A, determine:
- a tensão DC na carga
  - a corrente média no diodo
  - a corrente máxima em cada diodo
  - o valor RMS da corrente de linha
- 7.8** O retificador de seis-pulsos da Figura 7.6 é ligado a uma fonte de 220 V. Se o retificador alimentar uma corrente média na carga de 50 A, determine:
- a tensão DC na carga
  - a corrente média no diodo
  - a corrente máxima em cada diodo
  - o valor RMS da corrente de linha
- 7.9** Um retificador de seis-pulsos alimenta uma carga resistiva de  $20 \Omega$  a partir de uma fonte de 220 V. Determine:
- a tensão média na carga
  - a corrente média na carga
  - a corrente média no diodo
  - o valor nominal da PIV do diodo
  - a potência média na carga
- 7.10** Repita o Problema 7.9 após acrescentar uma indutância grande em série com a resistência de carga.

## 7.6 Equações

$$f_r = n f_s \quad 7.1$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{n}{\pi} V_m \text{sen} \left( \frac{\pi}{n} \right) \quad 7.2$$

$$V_{o(\text{avg})} = 0,827 V_m \quad 7.3$$

$$V_{o(\text{avg})} = 0,477 V_{L(m)} \quad 7.4$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{n}{\pi} I_m \text{sen} \left( \frac{\pi}{n} \right) \quad 7.5$$

$$I_{o(\text{avg})} = 0,827 I_m \quad 7.6$$

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/n = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 7.7$$

$$I_{o(\text{max})} = 1,21 I_{o(\text{avg})} \quad 7.8$$

$$I_{o(\text{RMS})} = I_m \left[ \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi}{n} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{n} \right) \right]^{1/2} \quad 7.9$$

$$\text{RF} = \frac{\sqrt{2}}{n^2 - 1} \quad 7.10$$

$$\text{FF} = \sqrt{n} \quad 7.11$$

$$\text{valor nominal da PIV} \geq V_{L(m)} \quad 7.12$$

$$I_{o(\text{RMS})} = I_{o(\text{avg})} \quad 7.13$$

$$I_{D(\text{max})} = I_{o(\text{max})} = I_{D(\text{avg})} \quad 7.14$$

$$V_{o(\text{avg})} = 1,654 V_m \quad 7.15$$

$$V_{o(\text{avg})} = 0,955 V_{L(m)} \quad 7.16$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{3 V_m}{\pi R} \quad 7.17$$

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 7.18$$

$$I_{D(\text{RMS})} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{o(\text{avg})} \quad 7.19$$

$$\text{RF} = \frac{\sqrt{2}}{(n^2 - 1)} \quad 7.20$$

$$f_r = 6 f_s \quad 7.21$$

$$\text{período de condução do diodo} = 2\pi/3 \quad 7.22$$

$$\text{PIV} \geq V_{L(m)} \quad 7.23$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3}{\pi} V_{L(m)} \quad 7.24$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{V_{o(\text{avg})}}{R} \quad 7.25$$

$$I_{D(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 7.26$$

$$I_{D(\text{RMS})} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{o(\text{avg})} \quad 7.27$$

$$I_{o(\text{RMS})} = 0,956 I_m \quad 7.28$$

$$V_{L(m)} = \sqrt{2} V_s \quad 7.29$$

$$\text{ondulação pico a pico} = 0,189 V_s \quad 7.30$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{V_m \cdot 6\sqrt{2}}{\pi (\sqrt{3} + 1)} = 0,989 V_m \quad 7.31$$

$$\text{PIV} \cong \sqrt{3} V_s \quad 7.32$$

# Retificadores trifásicos controlados

8

## Visão geral do capítulo

- 8.1 Introdução
- 8.2 Retificadores controlados de meia-onda (três-pulsos)
  - 8.2.1 Com carga resistiva
  - 8.2.2 Com carga indutiva ( $RL$ ) sem diodo de retorno
  - 8.2.3 Com carga indutiva ( $RL$ ) e diodo de retorno
- 8.3 Retificador controlado de onda completa em ponte (seis-pulsos)
  - 8.3.1 Com carga resistiva (ou com carga indutiva e diodo de retorno)
  - 8.3.2 Com carga indutiva ( $RL$ ) sem diodo de retorno
- 8.4 Retificadores semicontrolados de onda completa em ponte com diodo de retorno
- 8.5 Conversores de doze-pulsos em ponte
- 8.6 Problemas
- 8.7 Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- discutir as vantagens dos retificadores trifásicos controlados em comparação com os retificadores monofásicos controlados;
- descrever, com a ajuda de formas de onda, a operação do retificador controlado de meia-onda com cargas resistiva e indutiva;
- descrever, com a ajuda de formas de onda, a operação do retificador controlado de onda completa com cargas resistiva e indutiva;

- explicar a operação de um retificador semicontrolado de onda completa em ponte;
- explicar a operação de um retificador controlado de doze-pulsos.

## 8.1 Introdução

Os retificadores monofásicos controlados apresentam grande quantidade de ondulação AC em sua tensão de saída DC e são limitados pela capacidade de potência da fonte monofásica. Quando se exigem altos níveis de potência, os retificadores trifásicos controlados são os preferidos porque fornecem tensão média DC aumentada na saída, bem como uma componente AC reduzida de ondulação. Quando os diodos nos circuitos retificadores trifásicos do Capítulo 7 são substituídos por SCRs, esses circuitos passam a ser completamente controláveis e a tensão média de saída pode variar com o controle do acionamento das entradas para as portas do SCR, de maneira apropriada.

## 8.2 Retificadores controlados de meia-onda (três-pulsos)

### 8.2.1 Com carga resistiva

A Figura 8.1a mostra um retificador trifásico controlado de meia-onda com uma carga resistiva. Ele é denominado circuito de três-pulsos porque a pulsação da tensão DC é três vezes a frequência de entrada. Cada SCR recebe um pulso de disparo relativo, no tempo, à própria tensão de fase. Os três pulsos na porta são defasados em  $120^\circ$  entre si e resultam no mesmo ângulo de retardo para cada SCR.

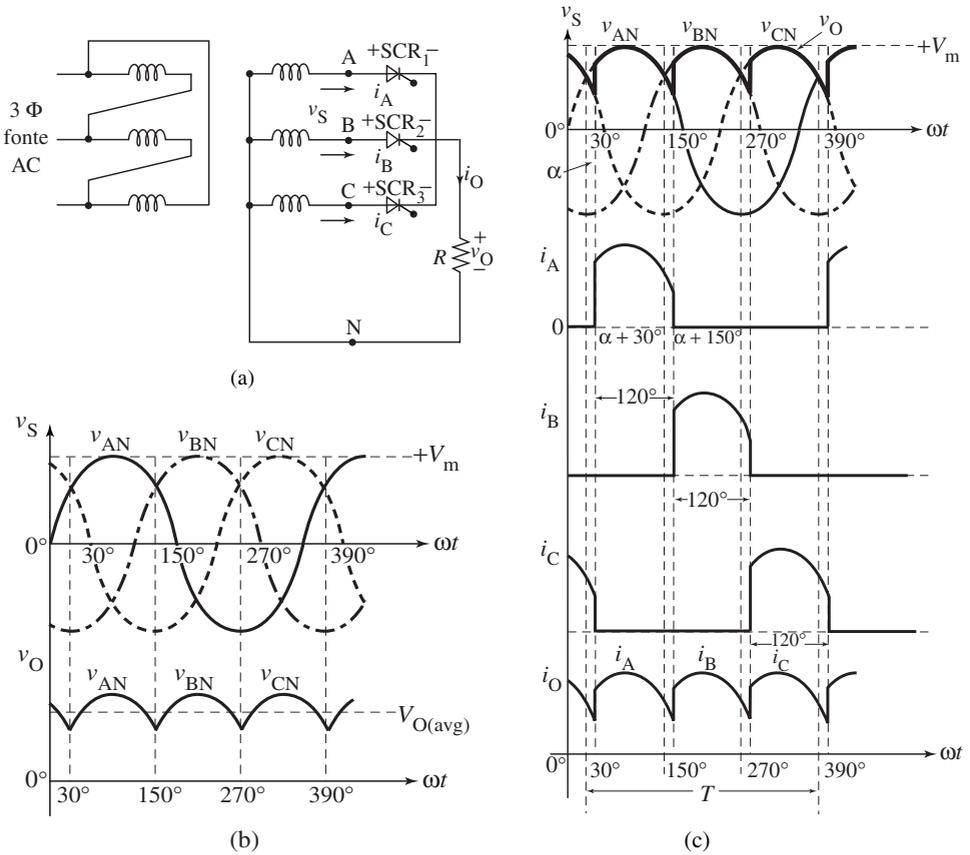
Se cada dispositivo for acionado no instante em que a fonte fizer com que a tensão do ânodo fique positiva em relação à do cátodo (isto é,  $30^\circ$  após a tensão de fase cruzar o eixo zero), então o circuito se comportará como um retificador não-controlado de meia-onda com diodo. Entretanto, se o disparo dos SCRs for atrasado nesses pontos de cruzamento, a forma de onda da tensão de saída ficará alterada.

As formas de onda das tensões de fase  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  e  $v_{CN}$  são mostradas na Figura 8.1b. Durante o intervalo  $\omega t = 30^\circ$  a  $150^\circ$ , a tensão mais positiva é  $v_{AN}$ . Portanto, SCR<sub>1</sub> estará diretamente polarizado e conduzirá quando acionado, enquanto os outros dois se encontrarão inversamente polarizados. SCR<sub>1</sub> continuará a conduzir até  $\omega t = 150^\circ$ , ponto em que a tensão  $v_{BN}$  começa a se tornar mais positiva do que  $v_{AN}$ . SCR<sub>2</sub> agora ficará diretamente polarizado e passará para o estado *ligado* se for aplicado um sinal de disparo. Quando SCR<sub>2</sub> passar para o estado *ligado*, fará automaticamente com que SCR<sub>1</sub> passe para o estado *desligado* por comutação natural. O mesmo processo é repetido em  $\omega t = 270^\circ$ . Cada SCR conduz por um período de  $120^\circ$  e bloqueia a tensão inversa por  $240^\circ$ . Quando um SCR estiver ligado, conectará o terminal da tensão de entrada ao terminal de saída. Portanto, a tensão de saída será igual à correspondente tensão de fase AC. Assim, a forma de onda da tensão de saída consiste na forma de onda de porções da tensão de entrada AC. Se o ângulo de retardo for zero, a tensão de saída consistirá em picos das tensões de fase e ficará em seu valor máximo (ver Figura 8.1b).

O ângulo de disparo  $\alpha$  é medido a partir dos pontos de interseção, ou cruzamento, das tensões de fase correspondentes, e não do cruzamento com o zero das ondas

da tensão. Se cada passagem de SCR para o estado *ligado* for atrasada por um ângulo  $\alpha$ , os segmentos da forma de onda da tensão de saída também serão atrasados pelo ângulo  $\alpha$ , mas a saída ainda terá três pulsos. As formas de onda da tensão de saída e da corrente, em função do tempo para  $\alpha < 30^\circ$ , são mostradas na Figura 8.1c. O SCR da fase A permanece conduzindo, até que o dispositivo da fase B passe para o estado *ligado*. A tensão e a corrente de saída não se anulam em momento algum; entretanto, a tensão média de saída é diminuída, se comparada com o caso de  $0^\circ$ .

**Figura 8.1:** Retificador controlado de meia-onda: a) diagrama do circuito; b) formas de onda para tensão e corrente com  $\alpha = 0^\circ$ ; c) formas de onda com um pequeno ângulo de retardo.



A tensão média é dada por:

$$\begin{aligned}
 V_{o(\text{avg})} &= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ \\
 &= 0,827 V_m \cos \alpha
 \end{aligned}$$

onde  $V_m$  é o valor máximo da tensão de fase.

Observe que o efeito do controle de fase consiste em adicionar o termo  $\cos \alpha$  à equação para o retificador trifásico não-controlado. Da Equação 8.1 fica claro que o valor médio da tensão de saída pode ser controlado de acordo com a variação do ângulo de disparo  $\alpha$ .

A corrente média de saída é:

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{V_{o(\text{ovg})}}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{V_m}{R} \cos \alpha \quad 8.2$$

A corrente média do SCR é:

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = \frac{I_{o(\text{avg})}}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \frac{V_m}{R} \cos \alpha \quad 8.3$$

A corrente RMS do SCR é:

$$I_{\text{SCR}(\text{RMS})} = \frac{I_{\text{SCR}(\text{avg})}}{\sqrt{3}} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_m}{R} \cos \alpha \quad 8.4$$

O valor nominal da tensão de pico inversa do SCR é:

$$\sqrt{3} V_m \text{ ou } V_{L(m)} \quad 8.5$$

onde  $V_{L(m)}$  é o valor máximo da tensão de linha.

O período de condução para cada SCR é um terço de um ciclo ou:

$$\frac{2\pi}{3} \text{ ou } 120^\circ \quad 8.6$$

A frequência de ondulação é:

$$f_r = 3 \cdot \text{frequência de alimentação AC} \quad 8.7$$

### Exemplo 8.1

Um retificador trifásico controlado de meia-onda ligado a uma fonte trifásica AC, 208 V, 60 Hz, fornece potência para uma carga resistiva de 10  $\Omega$ . Se o ângulo de retardo for de 20°, determine:

- a corrente máxima na saída
- a tensão média de saída
- a corrente média na saída
- a corrente máxima no SCR

- e) a corrente média no SCR
- f) a corrente RMS no SCR
- g) o valor nominal da tensão inversa máxima
- h) a frequência de ondulação

**Solução**

$$V_{ph} = V_L / \sqrt{3} = 208 / 1,732 = 120 \text{ V}$$

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 120 = 169,7 \text{ V}$$

$$\text{a) } I_m = V_m / R = 169,7 / 10 = 17 \text{ A}$$

$$\text{b) } V_{o(\text{avg})} = 0,827 V_m \cos \alpha = (0,827) (169,7) (\cos 20^\circ) = 132 \text{ V}$$

$$\text{c) } I_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})} / R = 132 / 10 = 13,2 \text{ A}$$

$$\text{d) corrente máxima no SCR} = I_m = 17 \text{ A}$$

$$\text{e) corrente média no SCR} = I_{\text{SCR}(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})} / 3 = 13,2 / 3 = 4,4 \text{ A}$$

$$\text{f) corrente RMS no SCR} = I_{\text{SCR}(\text{avg})} / \sqrt{3} = 4,4 / 1,732 = 2,5 \text{ A}$$

$$\text{g) tensão inversa máxima} = V_{L(m)} = \sqrt{2} \cdot 208 = 294 \text{ V}$$

$$\text{h) } f_r = 3 \cdot \text{frequência de alimentação AC} = 180 \text{ Hz}$$

Quando  $\alpha$  fica maior,  $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ , a corrente de saída diminui até zero em algum instante e então tende a se tornar negativa. Isso não é possível com a carga resistiva. Portanto, a corrente e a tensão de saída permanecem iguais a zero até que o próximo SCR passe para o estado *ligado*. A Figura 8.2 mostra as formas de onda da tensão e da corrente. A tensão média de saída é:

$$\begin{aligned} V_{o(\text{avg})} &= \frac{3 V_m}{2 \pi} \left[ 1 + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{6} \right) \right] \text{ para } 30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ & \mathbf{8.8a} \\ &= \frac{3 V_m}{2 \pi} (1 + 0,866 \cos \alpha - 0,5 \text{ sen } \alpha) \end{aligned}$$

Para valores de  $\alpha \geq 150^\circ$ , a tensão média de saída se anula:

$$V_{o(\text{avg})} = 0 \text{ V para } 150^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad \mathbf{8.8b}$$

## Exemplo 8.2

Repita o Exemplo 8.1 para um ângulo de retardo de  $100^\circ$ .

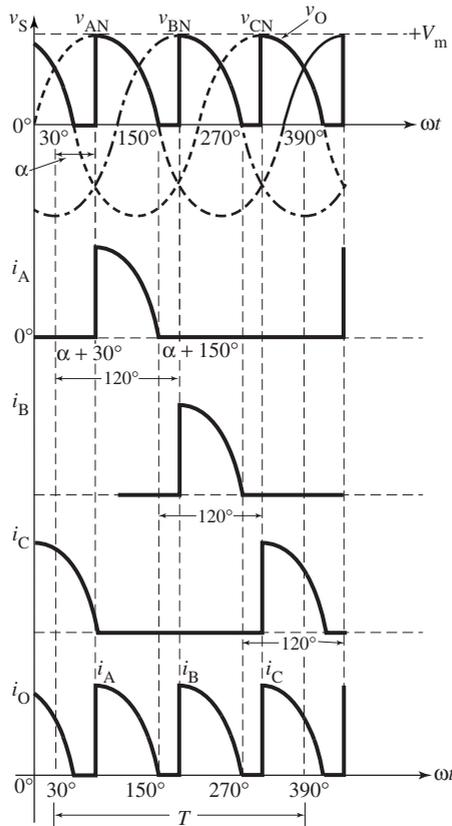
### Solução

Com um ângulo de retardo de  $100^\circ$  ( $0,55 \pi$ ), o SCR passa para o estado *ligado* após a tensão de alimentação ter alcançado seu valor máximo. Portanto, a tensão máxima de saída é menor do que  $V_m$ :

$$\begin{aligned} \text{tensão máxima de saída} &= V_m \sin(30^\circ + \alpha) \\ &= 169,7 (\sin 130^\circ) \\ &= 130 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{a) corrente máxima na saída} &= \frac{\text{tensão máxima de saída}}{R} \\ &= 130/10 \\ &= 13 \text{ A} \end{aligned}$$

**Figura 8.2:** Formas de onda de um retificador controlado de meia-onda ( $30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ ).



b) Da Equação 8.8,

$$\begin{aligned} V_{o(\text{avg})} &= \frac{3}{2\pi} V_m (1 + 0,866 \cos 100^\circ - 0,5 \sin 100^\circ) \\ &= 0,17 V_m \\ &= 0,17 \cdot 169,7 \\ &= 29 \text{ V} \end{aligned}$$

c)  $I_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})}/R = 29/10 = 2,9 \text{ A}$

d) corrente máxima no SCR = corrente máxima na saída = 13 A

e) corrente média no SCR =  $I_{\text{SCR}(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 = 2,9/3 = 0,97 \text{ A}$

f) corrente RMS no SCR =  $I_{\text{SCR}(\text{avg})}/\sqrt{3} = 0,97/1,732 = 0,56 \text{ A}$

g) tensão inversa máxima =  $\sqrt{2} \cdot 208 = 294 \text{ V}$

h) frequência de ondulação =  $f_t = 3 \cdot 60 \text{ Hz} = 180 \text{ Hz}$

### 8.2.2 Com carga indutiva $RL$ sem diodo de retorno

No modo de corrente constante e contínua, em que a componente indutiva da carga é grande o suficiente, a forma de onda da tensão de saída pode ser negativa para alguns valores de  $\alpha$ . Se o ângulo de retardo  $\alpha$  for menor do que  $30^\circ$ , a tensão de saída será sempre positiva e seu valor médio será dado pela Equação 8.1. Entretanto, para um ângulo de retardo  $\alpha$  maior do que  $30^\circ$ , a tensão de saída se torna negativa durante uma parte de cada ciclo. A Figura 8.3 mostra as formas de onda para  $\alpha = 60^\circ$ .

A tensão média de saída é:

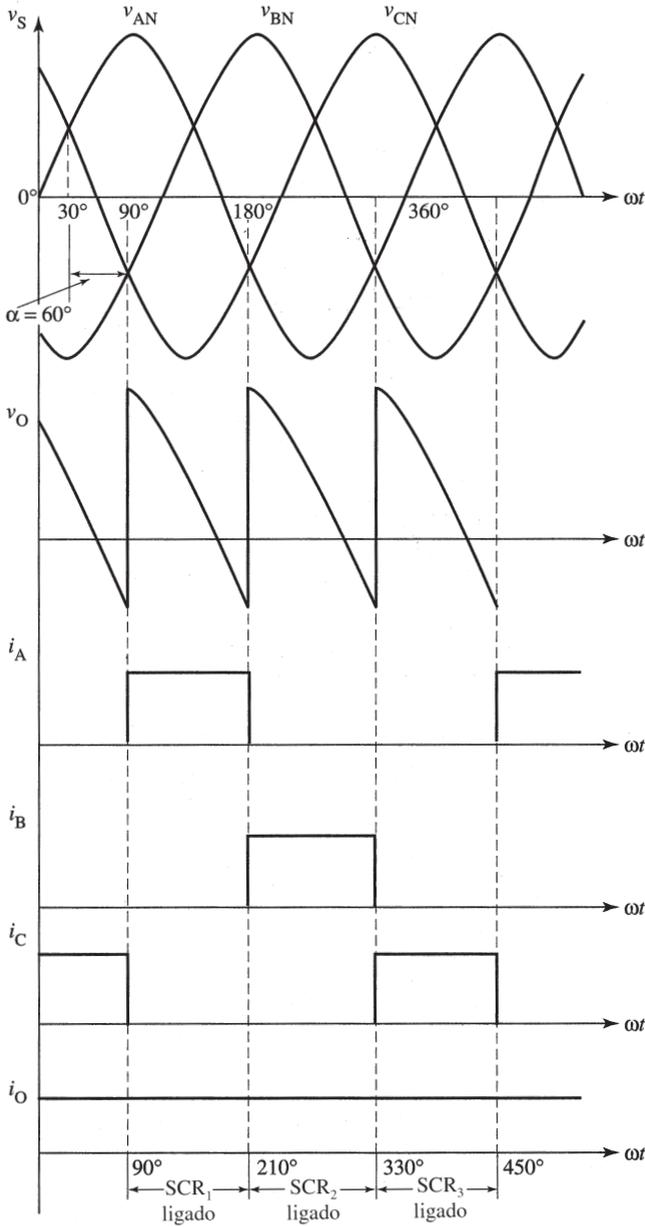
$$\begin{aligned} V_{o(\text{avg})} &= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ & \mathbf{8.9} \\ &= 0,827 V_m \cos \alpha \end{aligned}$$

Essa equação é a mesma do caso resistivo, mas não fica mais limitada a  $\alpha < 30^\circ$ . No caso anterior, a limitação se dava porque a tensão de saída alterava a forma para  $\alpha > 30^\circ$  com carga resistiva. Agora, a tensão de saída prossegue na mesma porção da senóide para  $\alpha > 30^\circ$ .

A máxima tensão média de saída ocorre quando  $\alpha = 0^\circ$ :

$$V_{o(\text{avg})\text{max}} = 0,827 V_m \quad \mathbf{8.10}$$

Figura 8.3: Formas de onda com carga indutiva (RL) e corrente contínua.



A tensão média normalizada de saída é:

$$V_n = \frac{V_{o(\text{avg})}}{V_{o(\text{avg})\text{max}}} = \cos \alpha$$

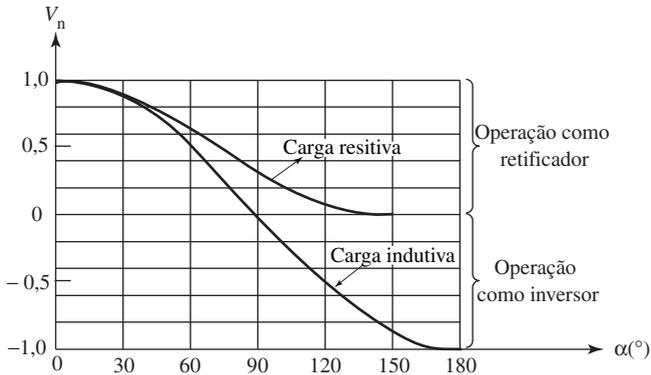
A tensão média de saída é zero para  $\alpha = 90^\circ$ . A curva característica de controle é mostrada na Figura 8.4.

Para uma corrente constante, a corrente RMS em cada SCR é:

$$I_{\text{SCR(RMS)}} = I_{o(\text{avg})}/3$$

8.12

Figura 8.4: Característica de controle da tensão de saída DC.



### Exemplo 8.3

Para um retificador controlado de três-pulsos com uma carga  $RL$ , plote as formas de onda da tensão de saída, a tensão em  $\text{SCR}_1$  e a corrente que passa através de cada SCR se o ângulo de disparo da corrente na saída for:

- $0^\circ$
- $45^\circ$
- $90^\circ$
- $135^\circ$
- $180^\circ$

### Solução

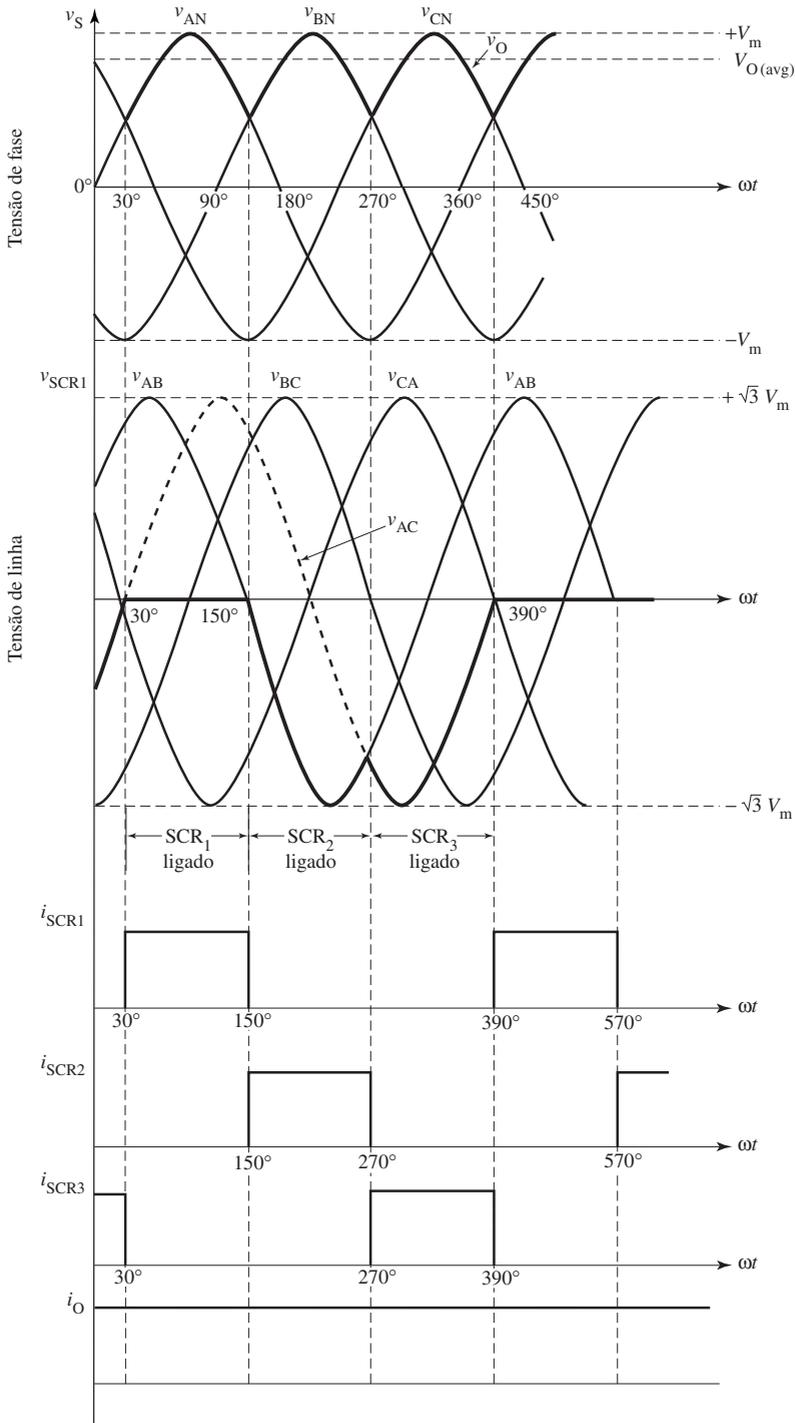
a) Quando  $\alpha = 0^\circ$ , a tensão de entrada AC com valor instantâneo mais alto possível é aplicada ao terminal de saída. A tensão média de saída alcança, portanto, seu valor positivo máximo. Cada SCR conduz por um período de  $120^\circ$ .

Quando  $\text{SCR}_1$  está conduzindo,  $v_{\text{SCR}_1} = 0$  V. Quando  $\text{SCR}_2$  conduz,  $\text{SCR}_1$  e  $\text{SCR}_3$  estão desligados e  $v_{\text{SCR}_1}$  é, portanto, igual a  $v_{\text{AB}}$ . Quando  $\text{SCR}_3$  conduz, a tensão em  $\text{SCR}_1$  é  $v_{\text{AC}}$ . A plotagem é mostrada na Figura 8.5a.

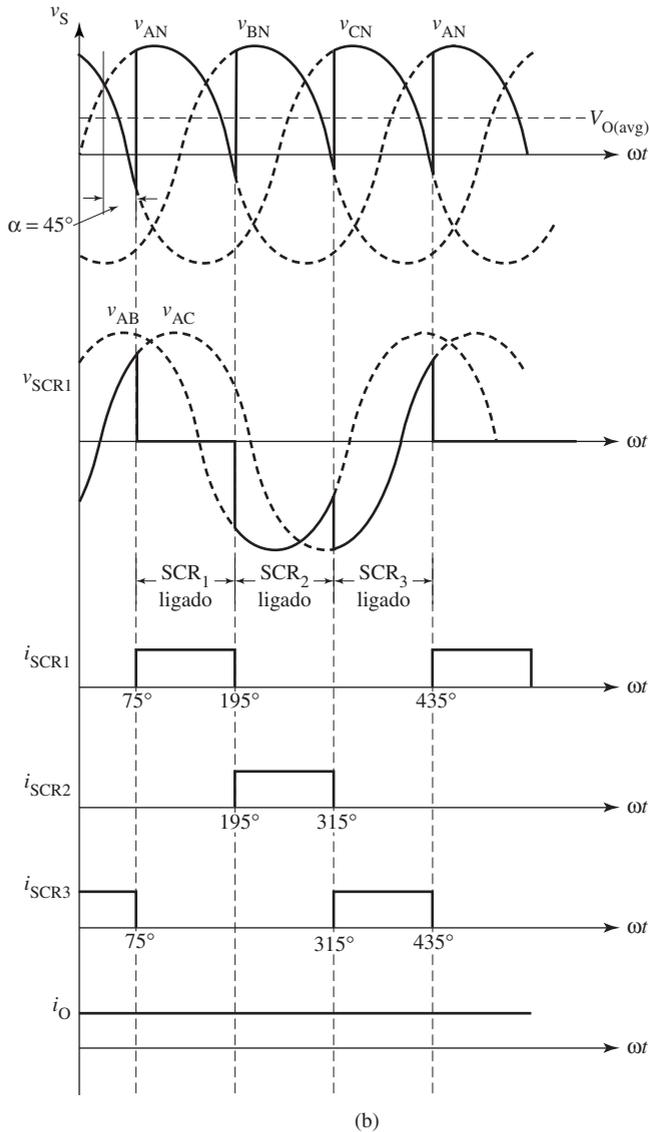
b) Quando  $\alpha = 45^\circ$ , os SCRs bloqueiam a tensão direta por  $45^\circ$  e a tensão média de saída fica reduzida. A Figura 8.5b mostra as formas de onda.

c) À medida que o ângulo de retardo aumenta até  $90^\circ$ , os SCRs bloqueiam a tensão direta e inversa por iguais períodos e a tensão média é igual a zero (ver Figura 8.5c).

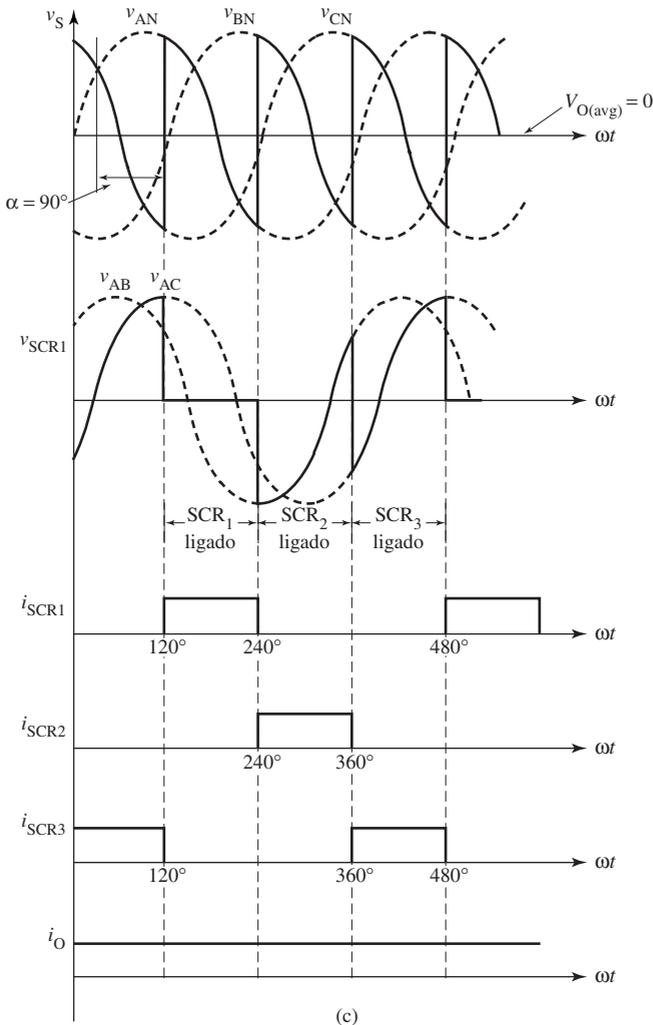
Figura 8.5: Formas de onda de tensão e de corrente para o Exemplo 8.3: a)  $\alpha = 0^\circ$ ;



(a)

Figura 8.5 (continuação): b)  $\alpha = 45^\circ$ ;

d) Para operar com ângulos de retardo maiores do que  $90^\circ$ , seria preciso contar com uma fonte contra-eletromotriz como carga — um motor DC atuando como freio, por exemplo. Com  $\alpha = 135^\circ$ , os SCRs bloqueiam na direção direta e a tensão média de saída passa a ser negativa. Isso não produz uma corrente negativa, uma vez que os SCRs só podem conduzir na direção direta. A inversão da polaridade da tensão, mantida a direção do fluxo de corrente, indica uma inversão do fluxo de potência. Nessas condições, o circuito passa a ser um inversor, fornecendo potência a partir do lado da carga DC para o lado da fonte AC (ver Figura 8.5d).

Figura 8.5 (continuação): c)  $\alpha = 90^\circ$ ;

e) Quando  $\alpha = 180^\circ$ , os SCRs bloqueiam a tensão direta durante todo o período e a tensão de saída alcança seu máximo negativo (Figura 8.5e).

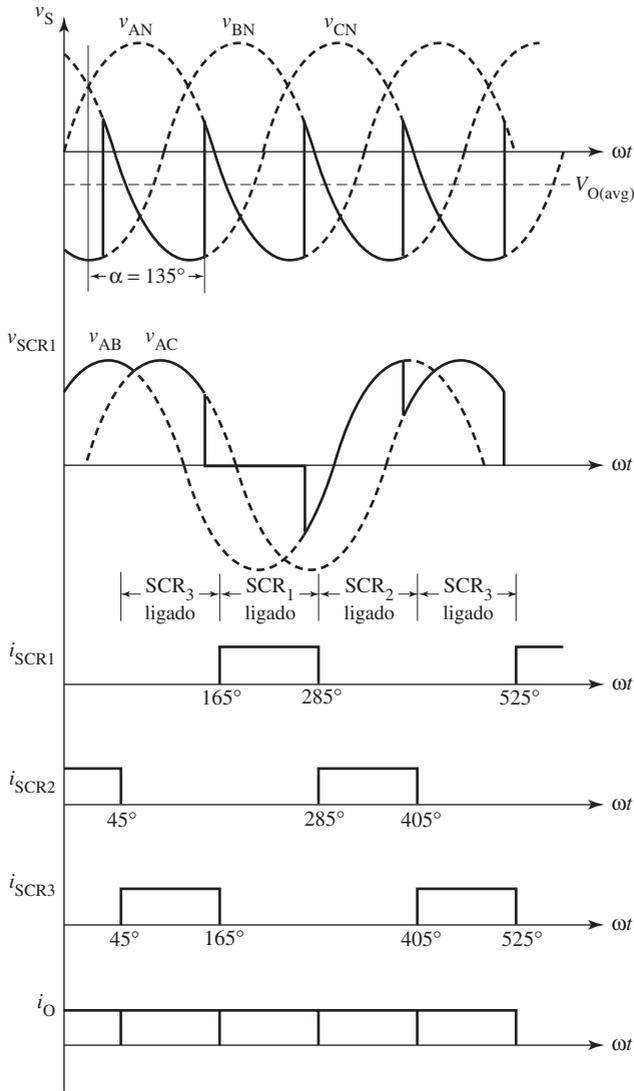
Esse exemplo deixa claro que, quando  $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ , o circuito opera no modo retificador e, para  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ , no modo inversor.

### Exemplo 8.4

Um retificador trifásico controlado de meia-onda está ligado a uma fonte de 220 V. Se o ângulo de retardo for de  $45^\circ$  e a resistência de carga for  $R = 10 \Omega$ , determine:

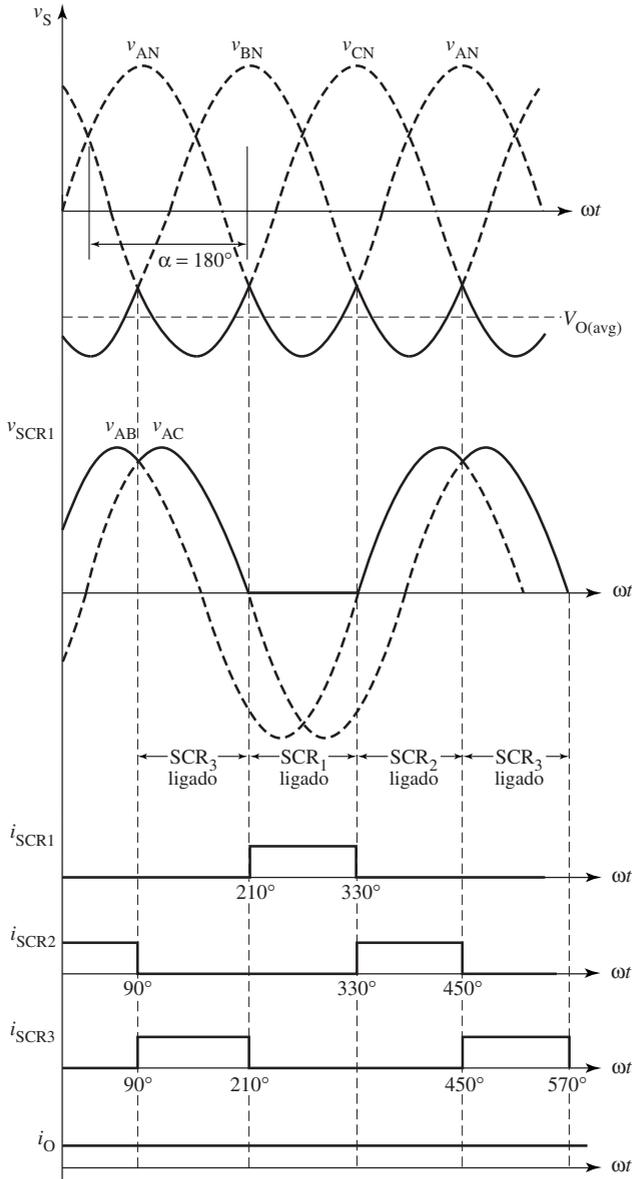
- a tensão média de saída
- a corrente média na saída

Figura 8.5 (continuação): d)  $\alpha = 135^\circ$ ;



(d)

- c) a corrente máxima na saída
- d) a corrente máxima no SCR
- e) a corrente média no SCR
- f) a corrente RMS no SCR
- g) a dissipação média de potência no SCR caso o dispositivo tenha uma queda de tensão direta de 1,0 V
- h) o valor nominal da tensão inversa máxima

Figura 8.5 (continuação): e)  $\alpha = 180^\circ$ .

(e)

**Solução**

Com um ângulo de retardo de  $45^\circ$ , o SCR passa para o estado *ligado* antes que a tensão de alimentação alcance seu máximo. Portanto, a tensão máxima de saída é igual a  $V_m$ , o valor máximo da tensão de fase:

$$V_{\text{ph}} = 220/\sqrt{3} = 127 \text{ V}$$

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 127 = 180 \text{ V}$$

$$\text{a) } V_{o(\text{avg})} = 0,827 V_m \cos \alpha = (0,827) (180) (\cos 45^\circ) = 105 \text{ V}$$

$$\text{b) corrente média na saída} = I_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})}/R = 105/10 = 10,5 \text{ A}$$

$$\text{c) corrente máxima na saída} = \text{corrente média na saída} = 10,5 \text{ A}$$

$$\text{d) corrente máxima no SCR} = \text{corrente máxima na saída} = 10,5 \text{ A}$$

$$\text{e) corrente média no SCR} = I_{o(\text{avg})}/3 = 10,5/3 = 3,5 \text{ A}$$

$$\text{f) corrente RMS no SCR} = I_{\text{SCR(RMS)}} = I_{o(\text{avg})}/\sqrt{3} = 6,1 \text{ A}$$

$$\text{g) potência média} = \frac{V_f \cdot I_{o(\text{avg})}}{3} = \frac{1,0 \cdot 10,5}{3} = 3,5 \text{ W}$$

$$\text{h) tensão inversa máxima} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ V}$$

### 8.2.3 Com carga indutiva RL e diodo de retorno

O FWD (*freewheeling diode* – diodo de retorno) pode ser ligado em paralelo a uma carga, para fornecer à corrente um caminho alternativo que exclua os SCRs. A Figura 8.6a mostra um retificador controlado de meia-onda com um FWD. Nesse circuito, a tensão de saída não pode ter um valor negativo. Assim, a inversão não é possível e a tensão média de saída é a mesma do caso resistivo.

Para pequenos ângulos de retardo ( $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ ), a tensão de saída instantânea nunca se torna negativa. Portanto, o FWD está sempre inversamente polarizado e não atua. Aplica-se, assim, a Equação 8.1 para a tensão média de saída. Para ângulos de retardo maiores do que  $30^\circ$ , a tensão de saída tende a se tornar negativa durante partes do ciclo, mas o FWD evita que isso aconteça ao transportar, de maneira periódica, a corrente da carga, que de outro modo teria de fluir pelo retificador. A tensão média de saída é dada pela Equação 8.7 para  $30^\circ < \alpha < 150^\circ$ . Nessa faixa de  $\alpha$ , o FWD fornece caminho para a corrente de saída durante três intervalos em

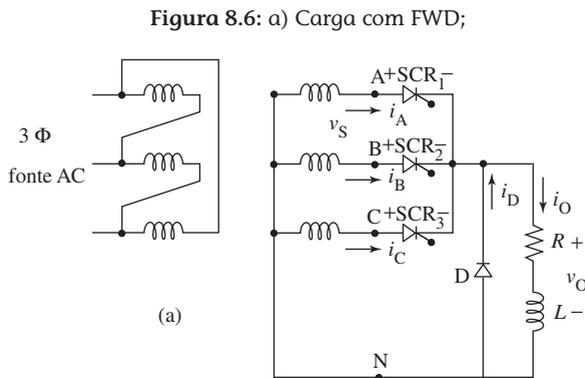
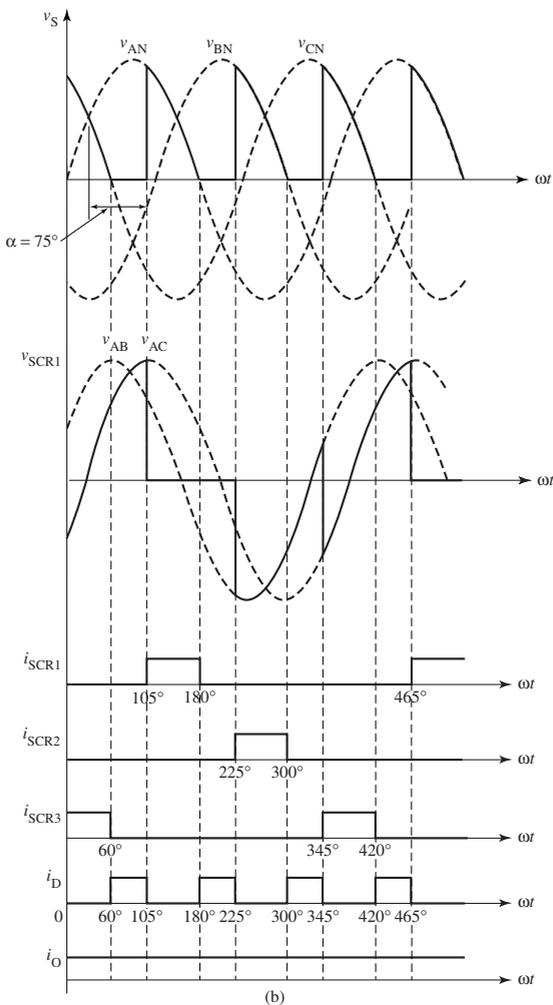


Figura 8.6 (continuação): b) formas de onda de tensão e de corrente para  $\alpha = 75^\circ$ .

cada ciclo. A Figura 8.6b mostra a forma de onda para  $\alpha = 75^\circ$ . Na fase A,  $\text{SCR}_1$  conduz desde o ângulo de  $105^\circ$  ( $75^\circ + 30^\circ$ ) até o de  $180^\circ$ . O FWD conduz desde  $180^\circ$  até o momento em que  $\text{SCR}_2$  conduz no ângulo de  $225^\circ$  ( $75^\circ + 150^\circ$ ). Como mostra a figura, o tempo total de condução para o SCR e o FWD ainda é de  $120^\circ$ .

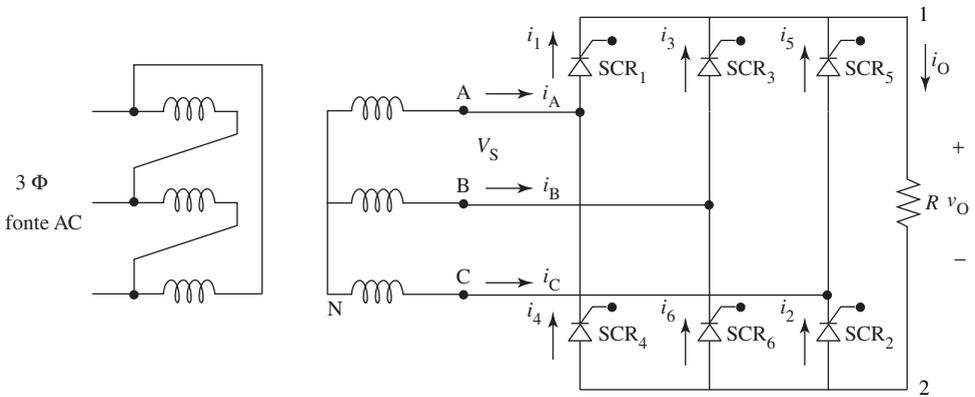
Um ângulo de retardo maior do que  $150^\circ$  sugeriria uma tensão de saída negativa, o que não é possível com um FWD.

### 8.3 Retificador controlado de onda completa em ponte (seis-pulsos)

O retificador trifásico de onda completa em ponte (ou seis-pulsos) é mais usado como conversor de alta potência em eletrônica de potência. Como mostra a Figura 8.7,

ele é projetado com dois retificadores trifásicos de três-pulsos, ligados em série. Os SCRs 1, 3 e 5 recebem o nome de *grupo positivo*, uma vez que são disparados durante o semiciclo positivo da tensão de fases às quais estão ligados. De modo semelhante, os SCRs 2, 4 e 6 são disparados durante os ciclos negativos das tensões de fase e formam o *grupo negativo*. Para fornecer um caminho para a corrente, do lado da fonte para o lado da carga, é necessário que dois SCRs sejam acionados ao mesmo tempo. Portanto, dois pulsos, separados por  $60^\circ$ , são aplicados a cada SCR no ciclo. Quando um elemento do grupo de cima e um do grupo de baixo do SCR conduzem, a tensão de linha correspondente é aplicada diretamente à carga. Por exemplo, se SCR<sub>3</sub> e SCR<sub>2</sub> conduzem de maneira simultânea, então a tensão de linha  $v_{BC}$  é aplicada à carga. A tensão e a corrente médias são controladas pelo ângulo de disparo dos SCRs.

Figura 8.7: Circuito retificador controlado de seis-pulsos em ponte.



### 8.3.1 Com carga resistiva (ou com carga indutiva e diodo de retorno)

Considere o circuito em ponte como dois grupos de três-pulsos em série, defasados em  $60^\circ$  um do outro. Um método simples para analisar as formas de onda consiste em obter a saída para cada grupo de três-pulsos e então somá-las. Se os SCRs são acionados no momento em que a tensão tende a se tornar positiva na direção direta, então o circuito funcionará como um retificador em ponte a diodo. O ângulo de retardo de disparo  $\alpha$  de cada SCR é medido a partir do ponto de cruzamento de sua respectiva tensão de fase.

Considere o intervalo de  $0^\circ$  a  $120^\circ$ . No grupo positivo de SCRs conectado ao terminal 1, SCR<sub>1</sub> está conectado à tensão de fase positiva mais alta,  $v_{AN}$ . Em  $\alpha = 0^\circ$ , SCR<sub>1</sub> passará para o estado *ligado* e conectará o ponto 1 a A. De modo semelhante, de  $120^\circ$  a  $240^\circ$ , SCR<sub>3</sub> passará para o estado *ligado* e conectará o ponto 1 a B. No intervalo de  $240^\circ$  a  $360^\circ$ , o ponto 1 fica unido a C e o ciclo se repete. A tensão  $v_{1N}$  é, portanto, o pico positivo das tensões de fase  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  e  $v_{CN}$ .

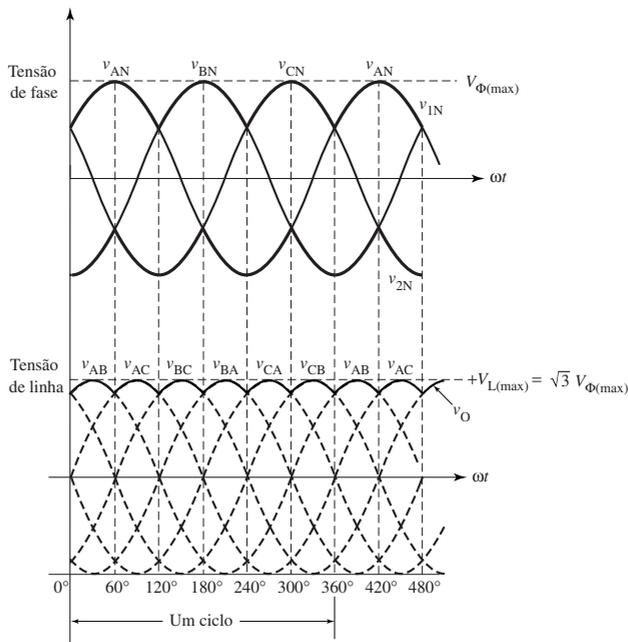
No grupo negativo conectado ao terminal 2, SCR<sub>4</sub> está conectado à tensão de fase mais negativa durante o intervalo de  $180^\circ$  a  $300^\circ$ . SCR<sub>4</sub> conduz e conecta o ponto 2 a A. De maneira semelhante, de  $300^\circ$  a  $420^\circ$  (ou  $60^\circ$ ), SCR<sub>6</sub> passará para o estado *ligado* e conectará o ponto 2 a B. No intervalo de  $60^\circ$  a  $180^\circ$ , o ponto 2

ficará unido a C. A tensão  $v_{2N}$  é, portanto, o pico negativo das tensões de fase  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  e  $v_{CN}$ . A tensão de saída  $v_o$  ( $= v_{12}$ ) é simplesmente  $v_{1N} - v_{2N}$ . A Tabela 8.1 apresenta um resumo desses resultados.

Tabela 8.1

Intervalo	Tensão no ponto 1	Tensão no ponto 2	Tensão $v_{12}$
$0^\circ$ a $60^\circ$	A	B	AB
$60^\circ$ a $120^\circ$	A	C	AC
$120^\circ$ a $180^\circ$	B	C	BC
$180^\circ$ a $240^\circ$	B	A	BA
$240^\circ$ a $300^\circ$	C	A	CA
$300^\circ$ a $360^\circ$	C	B	CB
$360^\circ$ a $420^\circ$	A	B	AB

A forma de onda da tensão de saída (ver Figura 8.8) tem menos ondulação, consistindo de seis pulsos das tensões de linha de entrada. A frequência da tensão de ondulação na saída é seis vezes a frequência AC na linha, e a amplitude é o dobro daquela do retificador de três-pulsos. Cada SCR conduz por  $120^\circ$  e bloqueia por  $240^\circ$  de cada ciclo. Ao menos dois SCRs conduzem ao mesmo tempo. Estabelecida a seqüência de fase como ABC, a ordem de disparo dos SCRs é SCRs 1 e 2, SCRs 2 e 3, SCRs 3 e 4, SCRs 4 e 5, SCRs 5 e 6 e assim por diante. Os sinais de porta para os SCRs ficam defasados em  $60^\circ$  entre si.

Figura 8.8: Formas de onda da tensão de saída do circuito em ponte com  $\alpha = 0^\circ$ .

A tensão nos SCRs é determinada de maneira fácil a partir da Tabela 8.1. Suponha que se deseja saber a tensão em SCR<sub>1</sub>. Primeiro, observe que  $v_{SCR1}$  é simplesmente  $v_{A1}$ . Logo, de 0° a 120°,  $v_{A1} = 0$ , uma vez que SCR<sub>1</sub> está conduzindo. De 120° a 240°,  $v_{A1} = v_{AB}$ , uma vez que 1 está unido a B; e de 240° a 360°,  $v_{A1} = v_{AC}$ , uma vez que 1 está ligado a C. Os resultados são apresentados na Tabela 8.2.

Tabela 8.2

Intervalo	$v_{SCR1}$	$v_{SCR3}$	$v_{SCR5}$	$v_{SCR4}$	$v_{SCR6}$	$v_{SCR2}$
0° a 60°	0	BA	CA	AB	0	CB
60° a 120°	0	BA	CA	AC	BC	0
120° a 180°	AB	0	CB	AC	BC	0
180° a 240°	AB	0	CB	0	BA	CA
240° a 300°	AC	BC	0	0	BA	CA
300° a 360°	AC	BC	0	AB	0	CB

A Figura 8.9a mostra a tensão em SCR<sub>1</sub>. Como pode ser observado, a tensão inversa máxima em um SCR é igual à amplitude instantânea máxima da tensão de linha AC. É importante observar que o SCR deve ser capaz de bloquear tensões diretas. A amplitude dessa tensão depende do ângulo de disparo. Quanto maior ele for, maior será a tensão direta que o SCR deve bloquear.

A corrente em cada SCR pode também ser determinada a partir da Tabela 8.1. Obtêm-se as correntes nas linhas ao aplicar a lei de Kirchhoff das correntes (KCL):

$$\begin{aligned} i_A &= i_1 - i_4 \\ i_B &= i_3 - i_6 \\ i_C &= i_5 - i_2 \end{aligned}$$

As formas de onda de corrente são mostradas na Figura 8.9b.

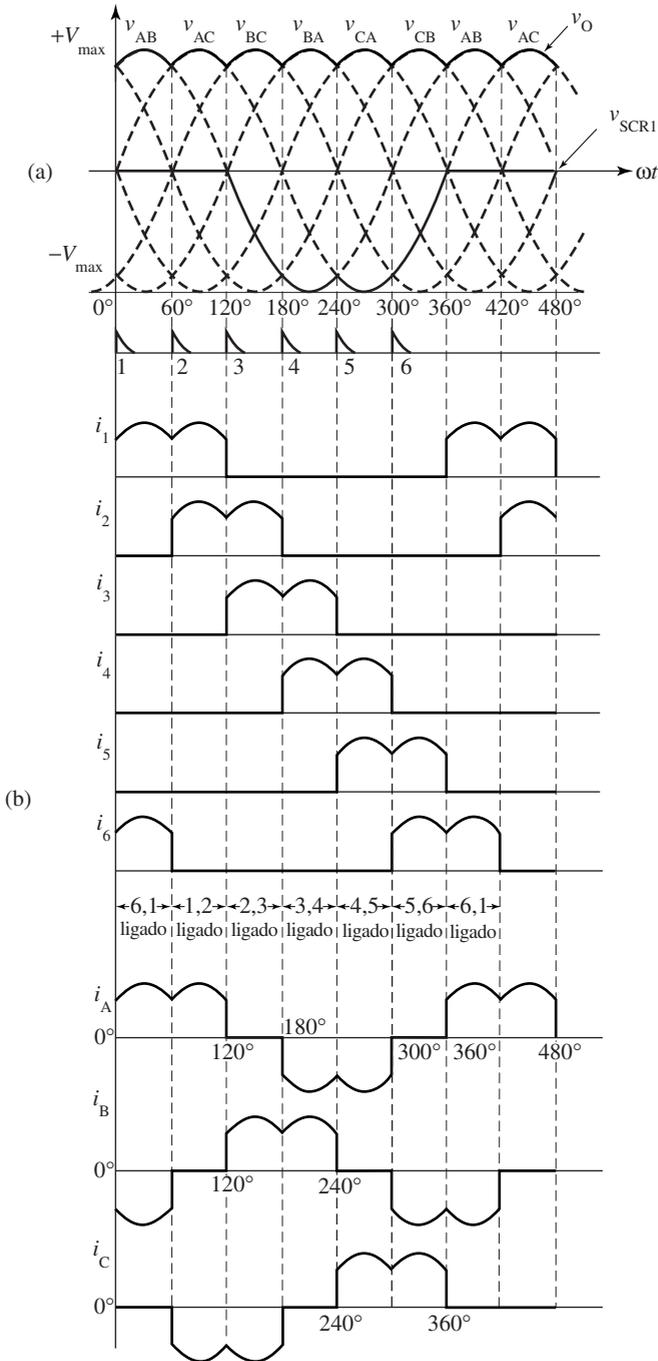
A condução no SCR pode ser, agora, atrasada em um ângulo  $\alpha$  medido a partir do ponto normal de comutação. A tensão média de saída fica reduzida. O circuito pode operar em dois modos diferentes, dependendo do valor do ângulo de retardo. Na faixa  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ , a tensão e a corrente de saída são contínuas. A tensão média de saída é:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ \quad 8.13$$

Quando o ângulo de retardo exceder 60° (para  $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ ), a tensão de saída possuirá uma porção negativa. Se a componente indutiva da carga for suficientemente grande, a corrente continuará a fluir. Se a carga for puramente resistiva ou se um FWD for conectado em paralelo com a carga  $RL$ , a porção negativa da tensão de saída se tornará nula. O valor médio da tensão de saída é, portanto,

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left[ 1 + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] \text{ para } 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad 8.14$$

**Figura 8.9:** Formas de onda de tensão e de corrente para um circuito em ponte: a) tensão em SCR; b) formas de onda de corrente.



Observe que, quando  $\alpha = 60^\circ$ , as Equações 8.13 e 8.14 apresentam resultados idênticos. Em  $\alpha = 120^\circ$ , a tensão média de saída passa a ser zero.

$$V_{o(\text{avg})} = 0 \text{ V para } 120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad \mathbf{8.15}$$

Em  $\alpha = 0^\circ$ ,  $V_{o(\text{avg})}$  está em seu máximo,  $1,65 V_m$ . A tensão média normalizada de saída é:

$$V_n = V_{o(\text{avg})}/V_{o(\text{avg})\text{max}} = 1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$$

A curva característica de controle é mostrada na Figura 8.10.

A corrente média no SCR é:

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad \mathbf{8.16}$$

O valor RMS (ou eficaz) da corrente de saída é:

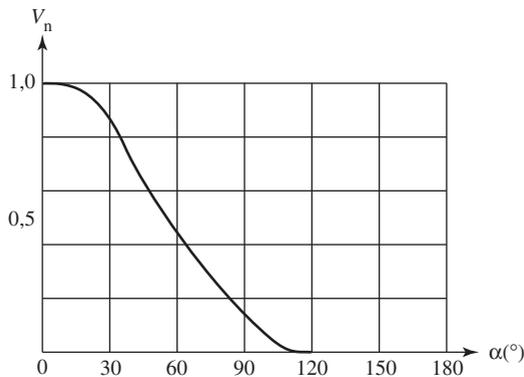
$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{\sqrt{3} V_m}{2 R} \frac{\sqrt{2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}}{\pi} \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad \mathbf{8.17}$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{\sqrt{3} V_m}{2 R} \frac{\sqrt{4\pi - 6\alpha - 3 \sin(2\alpha - 60^\circ)}}{\pi} \text{ para } 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad \mathbf{8.18}$$

O valor RMS das correntes de linha da fonte para ambos os modos de operação é dado por:

$$i_{A(\text{RMS})} = \sqrt{2/3} \cdot I_{o(\text{avg})} \quad \mathbf{8.19}$$

**Figura 8.10:** Característica de controle.



A frequência de ondulação da saída é:

$$f_r = \text{seis vezes a frequência da fonte} \quad \mathbf{8.20}$$

O fator de ondulação é:

$$RF = \sqrt{\frac{I_{o(RMS)}^2}{I_{o(avg)}^2} - 1} \quad \mathbf{8.21}$$

Se a corrente de saída for uma forma de onda DC ideal e constante,  $I_{o(RMS)} = I_{o(avg)}$ , o fator de ondulação será nulo.

A potência dissipada na carga é:

$$P_o = I_{o(RMS)}^2 R \quad \mathbf{8.22}$$

valor nominal da tensão de pico reversa dos SCRs =  $V_{L(m)}$  **8.23**

período de condução para cada SCR =  $120^\circ$  **8.24**

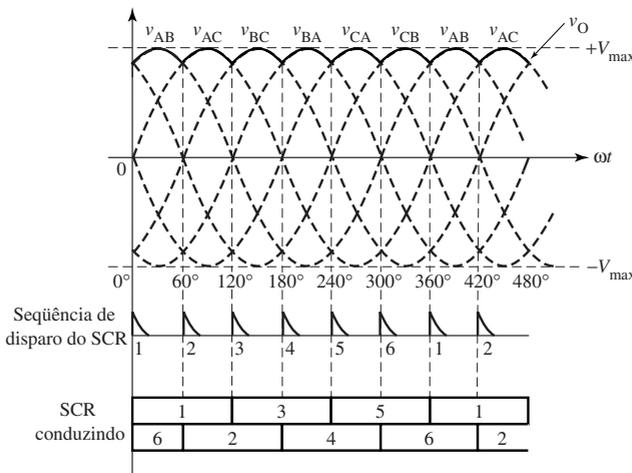
### Exemplo 8.5

Para o retificador controlado de seis-pulsos em ponte, com um ângulo de retardo de  $0^\circ$ , mostre o caminho de condução desenhando o circuito equivalente para cada intervalo de  $60^\circ$ .

### Solução

A Figura 8.11 mostra a forma de onda da tensão de saída para  $\alpha = 0^\circ$ .

**Figura 8.11:** Formas de onda de um circuito em ponte com  $\alpha = 0^\circ$ .



A operação do circuito pode ser descrita considerando-se os seis períodos a seguir:

**Período 1:** Em  $0^\circ$ ,  $SCR_1$  passa para o estado *ligado*, fazendo com que  $SCR_5$  vá para o *desligado*. De  $0^\circ$  a  $60^\circ$ , a maior tensão de linha é  $v_{AB}$ . Portanto, SCRs 1 e 6 conduzirão nesse momento.  $v_{AB}$  é a tensão na carga através dos SCRs 6 e 1.

**Período 2:** Em  $60^\circ$ ,  $SCR_2$  passa para o estado *ligado*, fazendo com que  $SCR_6$  vá para o *desligado*. De  $60^\circ$  a  $120^\circ$ ,  $v_{AC}$  tem a maior tensão; portanto, os SCRs 1 e 2 conduzirão.  $v_{AC}$  é a tensão na carga através dos SCRs 1 e 2.

**Período 3:** Em  $120^\circ$ ,  $SCR_3$  passa para o estado *ligado*, fazendo com que  $SCR_1$  vá para o *desligado*. De  $120^\circ$  a  $180^\circ$ ,  $v_{BC}$  é a tensão na carga através dos SCRs 2 e 3.

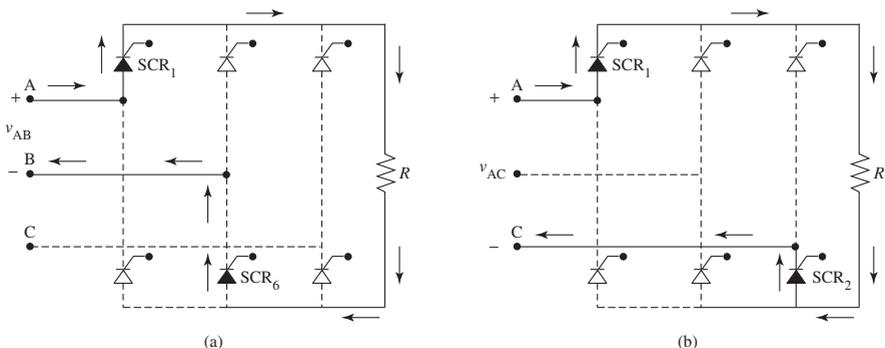
**Período 4:** Em  $180^\circ$ ,  $SCR_4$  passa para o estado *ligado*, fazendo com que  $SCR_2$  vá para o *desligado*. De  $180^\circ$  a  $240^\circ$ ,  $v_{BA}$  é a tensão na carga através dos SCRs 3 e 4.

**Período 5:** Em  $240^\circ$ ,  $SCR_5$  passa para o estado *ligado*, fazendo com que  $SCR_3$  vá para o *desligado*. De  $240^\circ$  a  $300^\circ$ ,  $v_{CA}$  é a tensão na carga através dos SCRs 4 e 5.

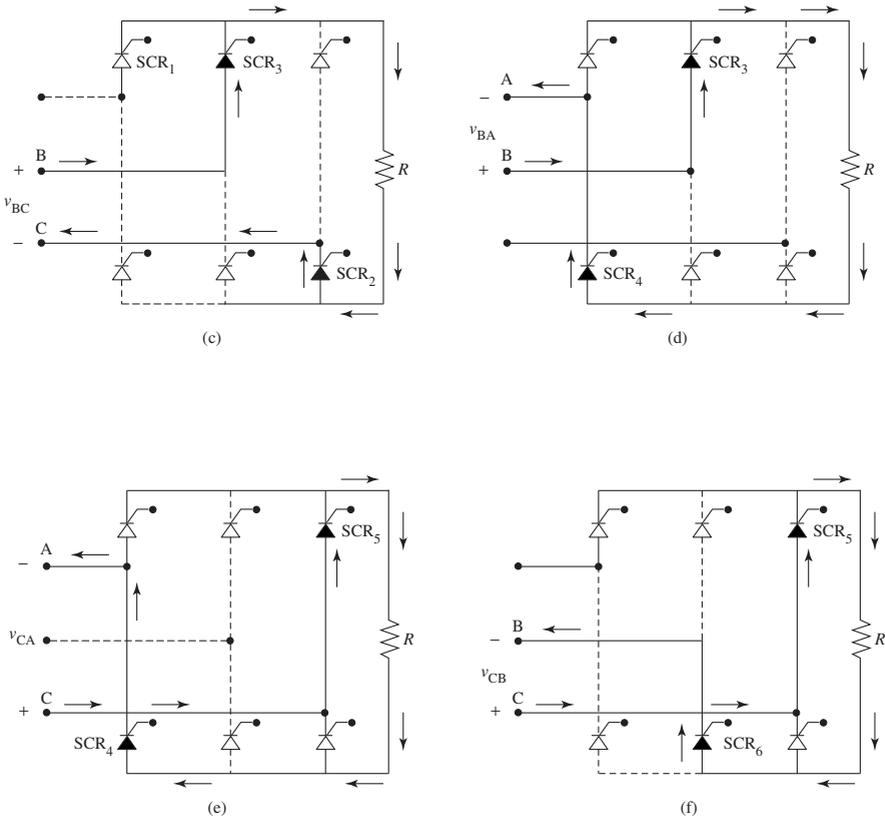
**Período 6:** Em  $300^\circ$ ,  $SCR_6$  passa para o estado *ligado*, fazendo com que  $SCR_4$  vá para o *desligado*. De  $300^\circ$  a  $360^\circ$ ,  $v_{CB}$  é a tensão na carga através dos SCRs 5 e 6.  
Em  $360^\circ$ , o ciclo se completa.  $SCR_1$  passa para o estado *ligado*, fazendo com que  $SCR_5$  vá para o *desligado*, e a seqüência é repetida.

A Figura 8.12 mostra os caminhos da corrente de saída no circuito para esses períodos.

**Figura 8.12:** Mudanças na configuração do circuito à medida que os SCRs são chaveados seqüencialmente: a) caminho da corrente durante o período 1; b) caminho da corrente durante o período 2;



**Figura 8.12 (continuação):** c) caminho da corrente durante o período 3; d) caminho da corrente durante o período 4; e) caminho da corrente durante o período 5; f) caminho da corrente durante o período 6.



### Exemplo 8.6

Faça um esboço das formas de onda da tensão de saída, da tensão em  $SCR_1$ , das correntes  $i_1$  e  $i_4$  no  $SCR$  e da corrente de linha  $i_A$  para um retificador controlado de seis-pulsos em ponte que alimenta uma carga resistiva pura com um ângulo de retardo de:

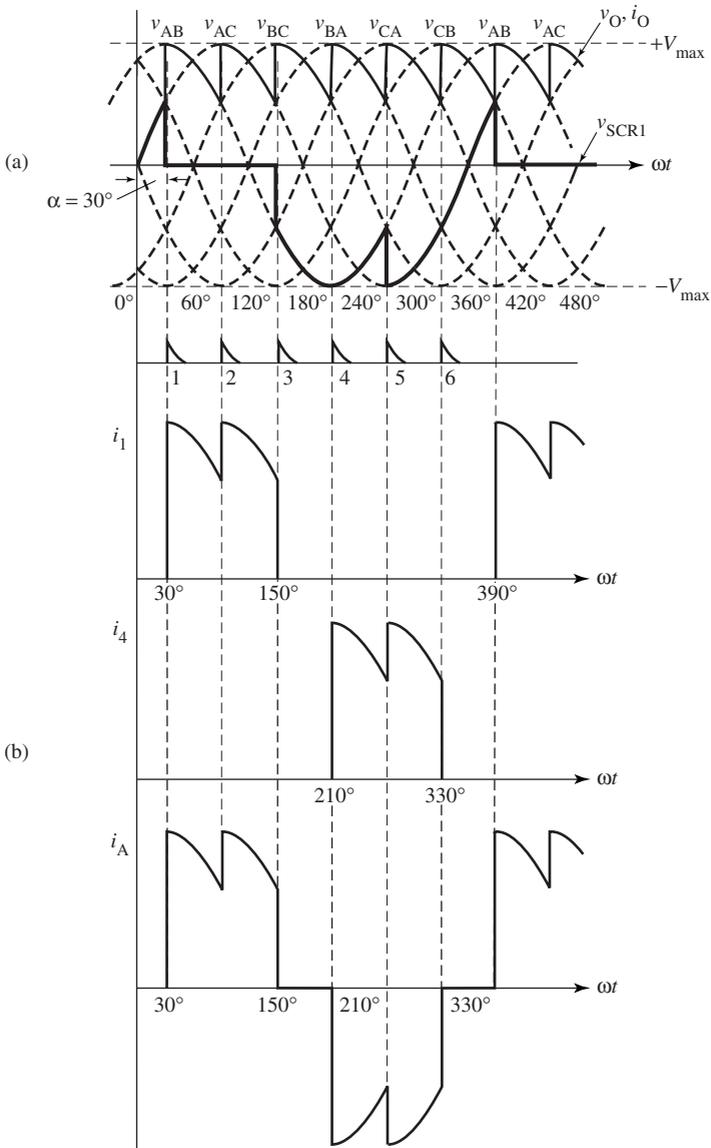
- $30^\circ$
- $60^\circ$
- $90^\circ$

Suponha a seqüência de fase como ABC.

## Solução

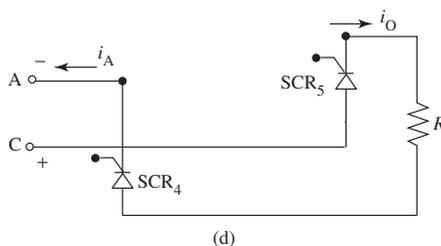
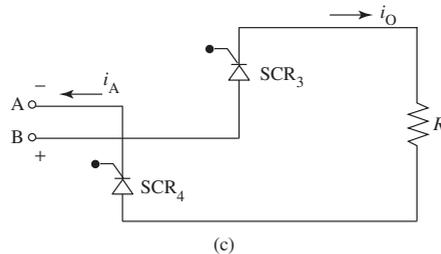
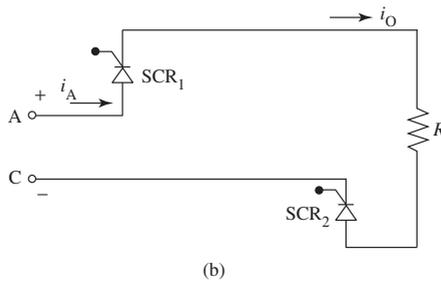
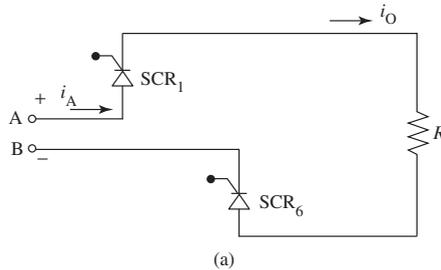
a) A forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 8.13a. Se  $\alpha = 30^\circ$ , SCR<sub>1</sub> estará diretamente polarizado em  $\omega t = 0^\circ$ . Entretanto, uma vez que o ângulo de disparo é de  $30^\circ$ , ele não passa para o estado *ligado* até que  $\omega t = 0^\circ + \alpha = 30^\circ$  e depois continua a conduzir por  $60^\circ$ . Antes desse instante, SCR<sub>6</sub> passou para o estado *ligado*. Portanto, durante o intervalo de  $30^\circ$  a  $90^\circ$ , os SCRs 1 e 6 conduzem a corrente de saída e os terminais de saída estão conectados às fases A e B (ver Figura 8.14a). A tensão de saída é, portanto, igual a  $v_{AB}$ . Em  $\omega t = 60^\circ + \alpha = 90^\circ$ ,

Figura 8.13: Formas de onda para o Exemplo 8.6a ( $\alpha = 30^\circ$ ): a) tensão; b) corrente.



$SCR_2$  é disparado e a tensão  $v_{CB}$  aparece de imediato em  $SCR_6$ , a qual o polariza inversamente e o faz passar para o estado *desligado*. A corrente de  $SCR_6$  é transferida para  $SCR_2$  (ver Figura 8.14b) para mais um intervalo de  $60^\circ$ . Os terminais de saída estão conectados à fase A por  $SCR_1$  e à fase C por  $SCR_2$ , o que faz a tensão de saída ser igual a  $v_{AC}$ . Em  $\omega t = 150^\circ$ ,  $SCR_1$  passa para o estado *desligado* chaveando  $SCR_3$ . Aqui, a corrente de linha  $i_A$  passa a ser zero. Portanto, o caminho da cor-

**Figura 8.14:** Circuitos equivalentes de condução: a)  $30^\circ$  a  $90^\circ$ ; b)  $90^\circ$  a  $150^\circ$ ; c)  $210^\circ$  a  $270^\circ$ ; d)  $270^\circ$  a  $330^\circ$ .



rente de saída é agora fornecido pelos SCRs 2 e 3 durante mais um intervalo de  $60^\circ$ . Quando  $\omega t = 210^\circ$ , a tensão de linha mais positiva será  $v_{BA}$ , SCR<sub>2</sub> estará inversamente polarizado e a condução continuará através do recém-disparado SCR<sub>4</sub> (ver Figura 8.14c). A corrente da fonte  $i_A$  fluirá na direção oposta. Após mais  $60^\circ$ , em  $\omega t = 270^\circ$ , a tensão mais positiva será  $v_{CA}$  e SCR<sub>5</sub> passará para o estado *ligado* fazendo com que SCR<sub>3</sub> vá para o *desligado*. Os SCRs 4 e 5 fornecerão o caminho para a corrente de carga, que flui da fase C para a fase A através da carga (ver Figura 8.14d). Em  $\omega t = 330^\circ$ , a corrente de linha cai a zero. Portanto, o caminho da corrente de saída é agora fornecido pelos SCRs 2 e 3 durante mais um intervalo de  $60^\circ$ .

Observe que o retardo do acionamento não reduz o período de condução para cada SCR, o qual permanece em  $120^\circ$  (um terço de um ciclo), e cada segmento de tensão tem uma duração de  $60^\circ$ . As formas de onda de corrente são mostradas na Figura 8.13b. A corrente de linha  $i_A$  tem uma largura de  $120^\circ$ .

b) Para  $\alpha \geq 60^\circ$ , a corrente passa a ser não-contínua, como mostra a Figura 8.15a.

c) Quando o ângulo de disparo é aumentado para  $\alpha = 90^\circ$ , a tensão média de saída cai mais ainda, como mostra a Figura 8.15b.

### 8.3.2 Com carga indutiva (RL) sem diodo de retorno

O retificador de seis-pulsos em ponte é usado, na maioria das vezes, em aplicações em que a carga é, por natureza, altamente indutiva. O efeito da indutância da carga consiste em tornar a corrente de saída linear para fazer com que ela fique mais próxima possível de uma curva DC pura.

#### 8.3.2.1 Para $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

Para  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ , a tensão de saída é sempre positiva, a corrente de saída está sempre presente e a tensão de saída é a mesma, se a carga for indutiva ou existir um diodo de retorno. O gráfico da tensão de saída para  $\alpha = 45^\circ$  (ver Figura 8.16) mostra a ondulação para seis-pulsos.

Cada SCR começa a conduzir por  $45^\circ$  depois do que deveria acontecer, caso os dispositivos de retificação fossem diodos. Cada SCR conduz por um intervalo de  $60^\circ$ , como ocorre em situação similar sem o controle de fase. Portanto, a tensão média de saída é:

$$\begin{aligned} V_{o(\text{avg})} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha && \mathbf{8.25} \\ &= \frac{3}{\pi} V_{L(m)} \cos \alpha \\ &= 0,955 V_{L(m)} \cos \alpha \end{aligned}$$

onde  $V_{L(m)}$  é o valor máximo da tensão de linha.

Figura 8.15: Formas de onda de tensão e de corrente para o Exemplo 8.6 (partes b e c): a)  $\alpha = 60^\circ$ ;

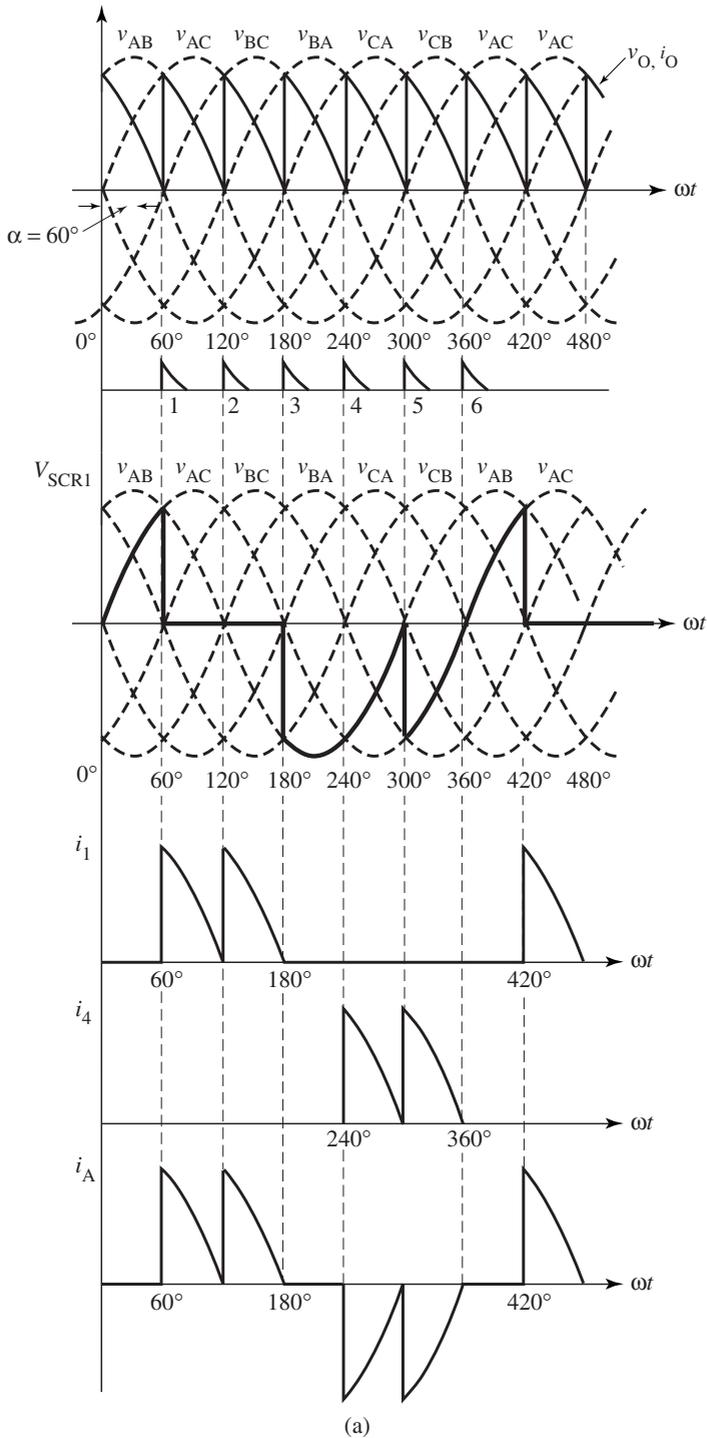
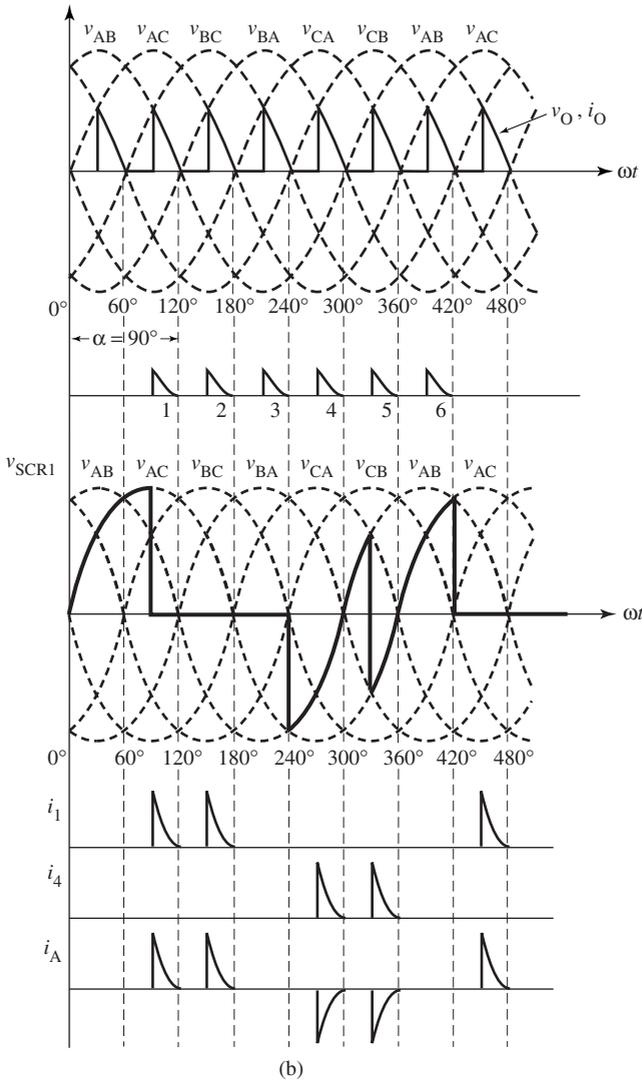
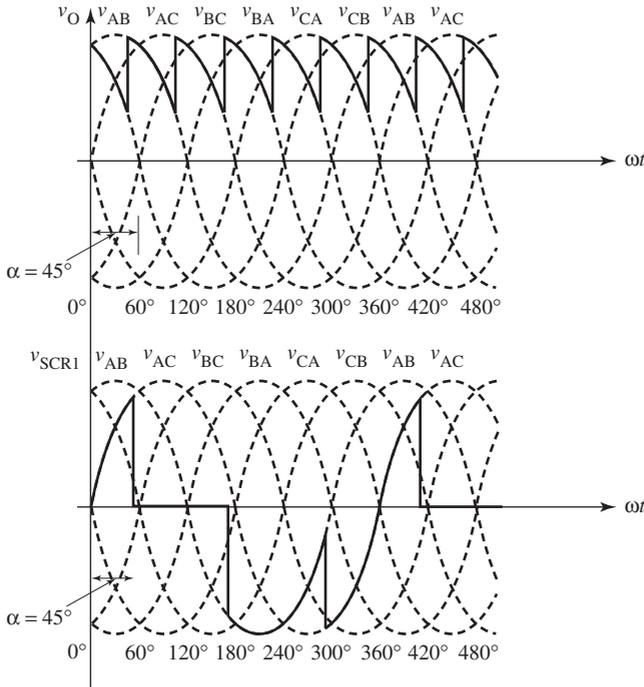


Figura 8.15 (continuação): b)  $\alpha = 90^\circ$ .

A tensão de saída varia, assim, em função de  $\alpha$  e tem um valor máximo quando  $\alpha = 0^\circ$ . À medida que aumentamos o ângulo de retardo, a tensão de saída diminui e se torna zero em  $90^\circ$ . O circuito atua como um retificador quando o ângulo de retardo está na faixa de  $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ , quando a tensão e a corrente de saída são positivas e quando o fluxo de potência vai da fonte AC para a carga DC. Se o ângulo de retardo  $\alpha$  aumentar ainda mais, a tensão de saída DC mudará de sinal e o circuito operará como um inversor. A tensão de saída alcança seu máximo negativo no ângulo de disparo de  $180^\circ$ . Quando o ângulo de retardo estiver na faixa de  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ , o circuito em ponte opera como um inversor e transfere potência do lado da carga DC para o lado da fonte AC. Portanto, um retificador em ponte

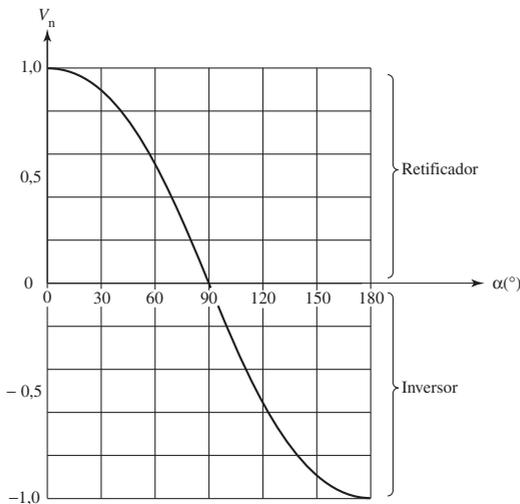
Figura 8.16: Tensão de saída e tensão em SCR<sub>1</sub> para um ângulo de disparo  $\alpha = 45^\circ$ .



com suficiente indutância de carga pode operar como retificador ou como inversor, quando adotada a escolha apropriada do ângulo de disparo.

A variação da tensão média normalizada com o ângulo de disparo é mostrada na Figura 8.17.

Figura 8.17: Tensão média de saída versus ângulo de retardo para uma corrente contínua de saída.



Se a carga tiver indutância suficiente, a corrente de saída permanecerá constante durante a condução. As correntes do SCR têm a mesma forma daquelas do diodo no Capítulo 7, embora defasadas em um ângulo  $\alpha$  para a direita. Somente a amplitude da corrente de saída varia, pela adição do termo  $\cos \alpha$  à tensão média.

O valor da corrente média de saída encontrado ao dividir-se a tensão média de saída pela resistência da carga é:

$$I_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})}/R \quad \mathbf{8.26}$$

O valor médio da corrente do SCR é:

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad \mathbf{8.27}$$

O valor RMS da corrente de saída é:

$$I_{o(\text{RMS})} = I_{o(\text{avg})} \quad \mathbf{8.28}$$

O valor RMS da corrente do SCR é:

$$I_{\text{SCR}(\text{RMS})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad \mathbf{8.29}$$

$$\text{valor nominal da tensão de pico reversa} = V_{L(m)} \text{ ou } \sqrt{3} V_m \quad \mathbf{8.30}$$

O valor RMS da tensão de saída é:

$$V_{o(\text{RMS})} = 2 V_{L(m)} \left[ \frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right]^{1/2} \quad \mathbf{8.31}$$

### Exemplo 8.7

Determine a seqüência de disparo na qual os pulsos na porta devem ser aplicados no retificador controlado de seis-pulsos em ponte mostrado na Figura 8.7. Suponha a seqüência de fase como ABC.

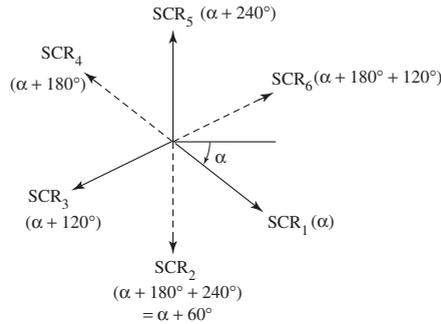
#### Solução

Há seis SCRs. Portanto, a cada intervalo de  $60^\circ$  um deles é disparado em uma determinada seqüência, que mantém as correntes da fonte em equilíbrio. A tensão de saída, em qualquer instante, é igual a uma das seis tensões de linha  $v_{AB}$ ,  $v_{AC}$ ,  $v_{BC}$ ,  $v_{BA}$ ,  $v_{CA}$  ou  $v_{CB}$ . Assim, dois SCRs — um do grupo positivo ( $\text{SCR}_1$ ,  $\text{SCR}_3$ ,  $\text{SCR}_5$ ) e outro do grupo negativo ( $\text{SCR}_4$ ,  $\text{SCR}_6$ ,  $\text{SCR}_2$ ) — devem ser acionados ao mesmo tempo. Designemos um par de SCRs para cada fase da fonte: SCRs 1 e 4 para a fase A, SCRs 3 e 6 para a fase B, SCRs 5 e 2 para a fase C. Se aplicarmos um pulso na porta de  $\text{SCR}_1$  em  $\alpha$ , então  $\text{SCR}_3$  deve ser disparado  $120^\circ$  mais tarde em  $\alpha = 120^\circ$  e  $\text{SCR}_5$ , em  $\alpha = 240^\circ$ .

Agora,  $\text{SCR}_4$  deve ser disparado  $180^\circ$  mais tarde que  $\text{SCR}_1$ , isto é, em  $\alpha + 180^\circ$ .  $\text{SCR}_6$  é então disparado  $120^\circ$  mais tarde do que  $\text{SCR}_4$ , em  $\alpha + 180^\circ + 120^\circ = \alpha + 300^\circ$ .

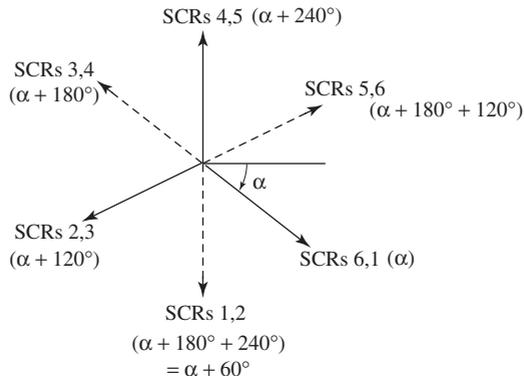
De modo semelhante,  $SCR_2$  é disparado em  $\alpha + 180^\circ + 240^\circ$  ou  $\alpha + 60^\circ$ . A Figura 8.18 mostra a seqüência de disparo como 1, 2, 3, 4, 5, 6, 1...

**Figura 8.18:** Seqüência de disparo.



Esse esquema apresenta um problema. Uma vez que dois SCR, um do grupo negativo e outro do grupo positivo, devem conduzir para que a corrente de saída possa fluir, os pulsos de disparo não serão suficientes para dar partida à ponte. Em nosso esquema, somente um SCR recebe o pulso de acionamento de cada vez. Portanto, quando o primeiro sinal na porta for recebido por  $SCR_1$ , por exemplo, ele não poderá passar a ponte para o estado *ligado*, uma vez que o outro SCR ( $SCR_2$ ) ainda não recebeu sinal na porta. Após  $60^\circ$ , quando  $SCR_2$  recebe esse sinal, seu próprio sinal é removido. Um dos métodos para resolver esse problema consiste em fornecer pulsos de longa duração, de tal modo que um pulso aplicado na porta de um SCR não termine antes de o próximo pulso chegar à porta do SCR do outro grupo. Outro método consiste em fornecer pulsos duplos a cada SCR — a idéia é oferecer, ao mesmo tempo, um pulso para o parceiro que estiver conduzindo no grupo oposto sempre que um pulso for entregue a qualquer SCR. Esse método é mostrado na Figura 8.19 para os grupos negativo e positivo, respectivamente. A cada SCR são fornecidos dois pulsos sucessivos, o segundo  $60^\circ$  depois do primeiro.

**Figura 8.19:** Esquema de disparo com pulsos dobrados.



**Exemplo 8.8**

Um retificador controlado de seis-pulsos em ponte é ligado a uma alimentação trifásica AC de 220 V. Se a resistência de carga for de  $20 \Omega$  com uma grande componente indutiva e o ângulo de retardo for de  $30^\circ$ , determine:

- a) a tensão média de saída
- b) a corrente média na saída
- c) a corrente RMS na saída
- d) a corrente média no SCR
- e) a corrente RMS no SCR
- f) o valor nominal da tensão dos SCRs
- g) a potência média na saída

**Solução**

$$a) V_{L(m)} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ V}$$

Usando a Equação 8.25,

$$\begin{aligned} V_{o(avg)} &= 0,955 V_{L(m)} \cos \alpha \\ &= 0,955 \cdot 311 \cdot \cos 30^\circ \\ &= 257 \text{ V} \end{aligned}$$

$$b) I_{o(avg)} = V_{o(avg)}/R = 257/20 = 12,9 \text{ A}$$

$$c) I_{o(RMS)} = I_{o(avg)} = 12,9 \text{ A}$$

d) A corrente média no SCR é:

$$I_{o(avg)}/3 = 12,9/3 = 4,3 \text{ A}$$

e) A corrente RMS no SCR é:

$$I_{o(avg)}/\sqrt{3} = 12,9/1,732 = 7,5 \text{ A}$$

f) A tensão máxima nos SCRs é:

$$\text{tensão de pico inversa} = V_{L(m)} = 311 \text{ V}$$

g) A potência média na saída é:

$$I_{o(RMS)}^2 R = 12,9^2 \cdot 20 = 3328 \text{ W}$$

### Exemplo 8.9

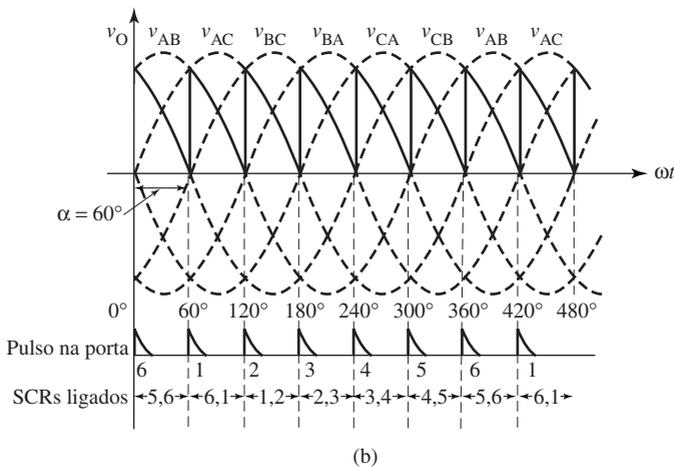
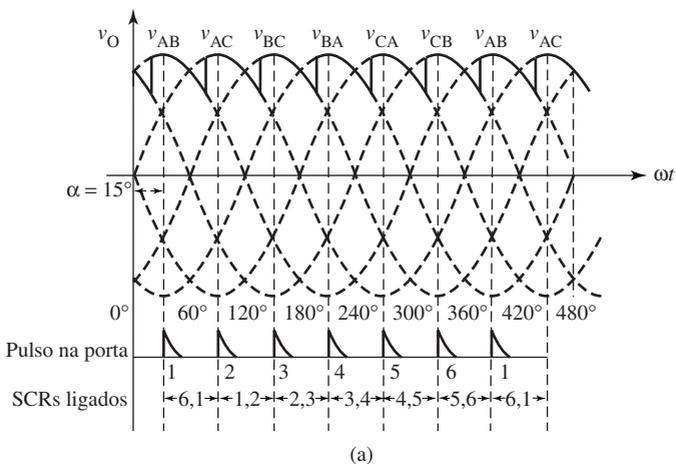
Para um retificador controlado de seis-pulsos com uma carga  $RL$ , plote a forma de onda da tensão de saída se o ângulo de disparo for de:

- $15^\circ$
- $60^\circ$

### Solução

Uma vez que o ângulo de retardo é  $\leq 60^\circ$ , a forma de onda da tensão de saída é a mesma, tanto para a carga resistiva pura, para a carga indutiva pura quanto para qualquer combinação de cargas  $RL$  (Figura 8.20).

**Figura 8.20:** Formas de onda de tensão e de corrente em um retificador em ponte: a)  $\alpha = 15^\circ$ ; b)  $\alpha = 60^\circ$ .



**Exemplo 8.10**

Para um retificador controlado de seis-pulsos com uma carga  $RL$ , plote as formas de onda para a corrente de saída e correntes de linha  $i_A$ ,  $i_B$ , e  $i_C$  se o ângulo de disparo for de:

- a)  $0^\circ$
- b)  $30^\circ$
- c)  $60^\circ$

**Solução**

As correntes do SCR  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ,  $i_4$ ,  $i_5$  e  $i_6$  fluem por  $120^\circ$  com valores de pico valendo  $I_{o(\text{avg})}$ . As correntes de linha AC podem ser determinadas com facilidade quando se aplica KCL nos nós apropriados. Portanto, as correntes de linha  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  são:

$$\begin{aligned}i_A &= i_1 - i_4 \\i_B &= i_3 - i_6 \\i_C &= i_5 - i_2\end{aligned}$$

Essas correntes de linha também têm valores de pico de  $I_{o(\text{avg})}$ , mas fluem com pulsos positivos e negativos de  $120^\circ$ .

A corrente de saída e as correntes de linha são plotadas na Figura 8.21. A corrente de saída é contínua para todos os valores de  $\alpha$ . Com a corrente de saída linear, não há componente de ondulação algum, e o fator de ondulação da corrente é idealmente nulo.

**Exemplo 8.11**

Um retificador controlado de seis-pulsos em ponte com carga  $RL$  é alimentado por uma fonte trifásica AC de 220 V. Se a resistência de carga for de  $10 \Omega$ , calcule a tensão média de saída e a dissipação de potência se o ângulo de disparo for de:

- a)  $30^\circ$
- b)  $60^\circ$

**Solução**

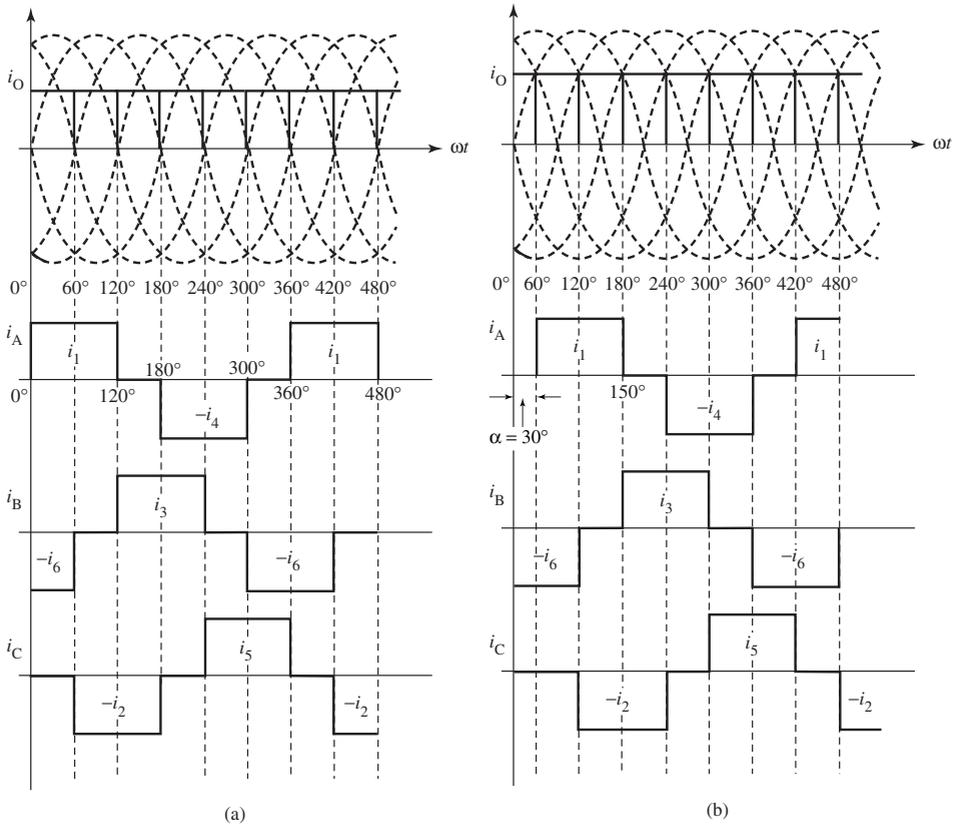
A tensão de fase é:

$$V_{\text{ph}} = V_L / \sqrt{3} = 220 / 1,732 = 127 \text{ V}$$

O valor máximo da tensão de fase é:

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 127 = 180 \text{ V}$$

Figura 8.21: Formas de onda de tensão e de corrente em um retificador em ponte: a)  $\alpha = 0^\circ$ ; b)  $\alpha = 30^\circ$ ;



a) A tensão média de saída é:

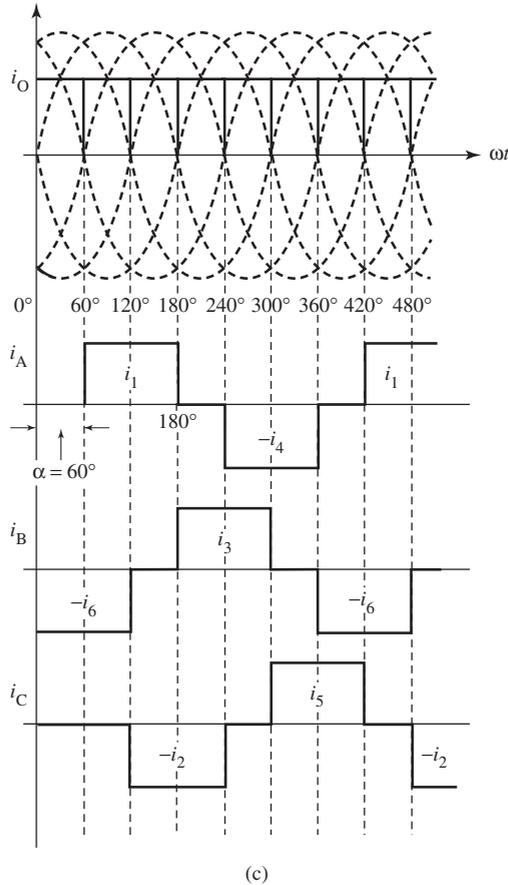
$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha = 258 \text{ V}$$

A dissipação média de potência é:

$$P_{(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}^2 R = \frac{V_{o(\text{avg})}^2}{R} = \frac{258^2}{10} = 6656 \text{ W}$$

b)  $V_{o(\text{avg})} = 149 \text{ V}$

$$P_{(\text{avg})} = 2216 \text{ W}$$

Figura 8.21 (continuação): c)  $\alpha = 60^\circ$ .

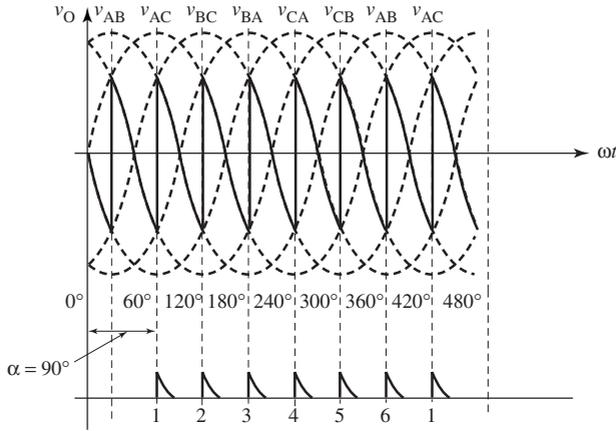
### 8.3.2.2 Para $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$

Quando  $\alpha$  for aumentado além de  $60^\circ$ , a tensão de saída se torna negativa para partes do ciclo. Se não existir FWD, a tensão média de saída pode ser obtida com a Equação 8.14 (as demais equações para corrente também são válidas). Caso o diodo de retorno esteja presente, a forma da equação da tensão média mudará, a fim de incluir o período para o qual a tensão de saída é igual a zero. O gráfico na Figura 8.22 mostra a forma de onda da tensão de saída para  $\alpha = 90^\circ$ .

A tensão média de saída é:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3V_{L(m)}}{\pi} \left[ 1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right] \text{ corrente não-contínua} \quad \mathbf{8.32}$$

Figura 8.22: Formas de onda de tensão de saída para  $\alpha = 90^\circ$ .

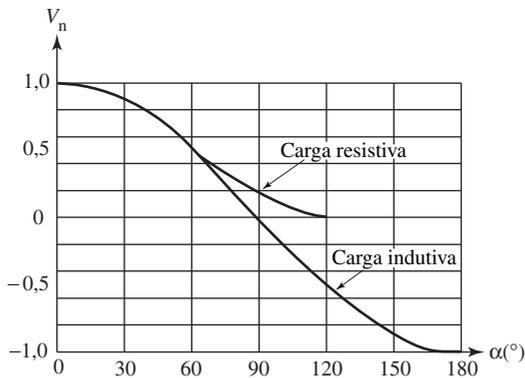


A tensão média normalizada de saída é:

$$V_n = V_{o(avg)} / V_{o(avg) \max} = \left[ 1 + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

A curva característica de controle é mostrada na Figura 8.23.

Figura 8.23: Característica de controle.



Para o caso de carga indutiva sem FWD, a corrente média no SCR é dada por:

$$I_{SCR(avg)} = I_{o(avg)} / 3$$

onde  $I_{o(\text{avg})}$  é a corrente média de saída (supondo uma corrente de ondulação desprezível na saída). Se  $\alpha$  for maior do que  $60^\circ$ , e se um FWD estiver presente, ele criará um caminho para a corrente de saída para o ângulo  $\alpha = 60^\circ$  duas vezes em cada período de  $120^\circ$ . O SCR, portanto, conduz pelo período de  $120^\circ - 2(\alpha - 60^\circ)$  ou pelo período de  $240^\circ - 2\alpha$ . A corrente média no SCR é dada por:

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = \frac{(240^\circ - 2\alpha)}{360^\circ} I_{o(\text{avg})} \quad 8.34$$

Com um ângulo de retardo  $\alpha$  menor do que  $60^\circ$ , ou quando não houver FWD, a corrente de linha incluirá tanto um pulso positivo como um negativo, igual à corrente de saída pelos períodos de  $120^\circ$ . Esses pulsos são separados por dois períodos de  $60^\circ$  de valor zero. O valor RMS da corrente de linha é dado por:

$$I_{\text{RMS}} = 0,816 I_{o(\text{avg})} \quad 8.35$$

Para um ângulo de retardo  $\alpha$  maior do que  $60^\circ$ , e com um FWD, a corrente de linha inclui dois pulsos positivos, ambos com duração de  $120^\circ - \alpha$ , e dois pulsos negativos similares. Os períodos restantes são iguais a zero. O valor RMS da corrente de linha é dado por:

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{(120^\circ - \alpha)}{90^\circ}} (I_{o(\text{avg})})^2 \quad 8.36$$

### Exemplo 8.12

Suponha um retificador controlado de seis-pulsos. Plote as formas de onda para a tensão de saída, para a tensão em SCR<sub>1</sub>, para a corrente através dos SCRs 1 e 4 e para a corrente de linha  $i_A$  se o ângulo de disparo for de:

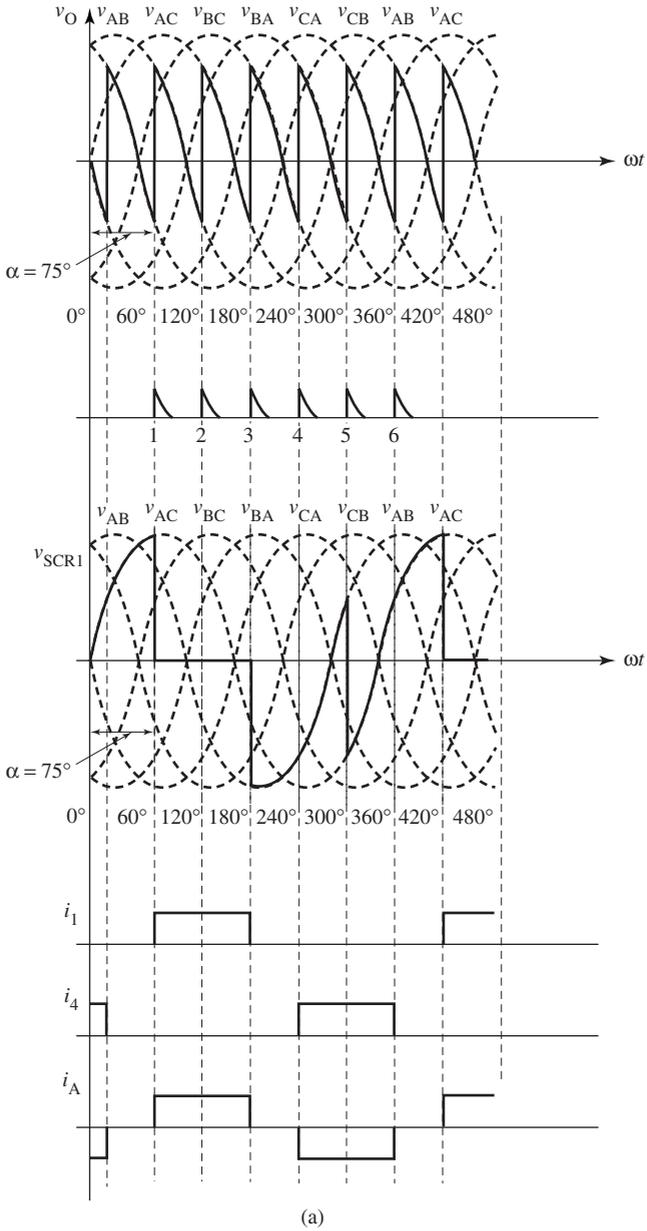
- $75^\circ$
- $120^\circ$
- $135^\circ$
- $150^\circ$

### Solução

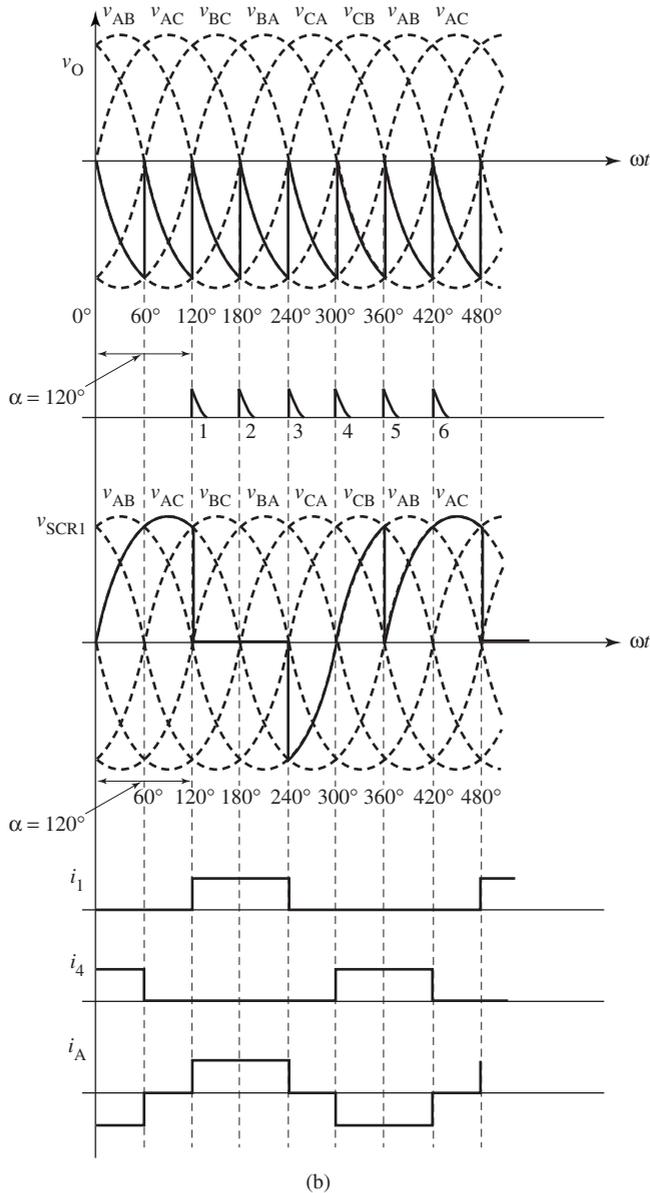
Um aumento em  $\alpha$  além de  $60^\circ$  resulta na tensão de saída que se torna negativa, com um máximo negativo em  $\alpha = 180^\circ$ . O circuito opera no modo inversão se houver uma fonte de tensão negativa na carga. A Figura 8.24 mostra as formas de onda para os vários ângulos de disparo.

Esse exemplo nos leva a concluir que quando  $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  o circuito opera no modo retificador. Para  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ , o circuito opera no modo inversor, caso uma fonte de tensão negativa esteja presente na carga.

Figura 8.24: Formas de onda de tensão e de corrente: a)  $\alpha = 75^\circ$ ;

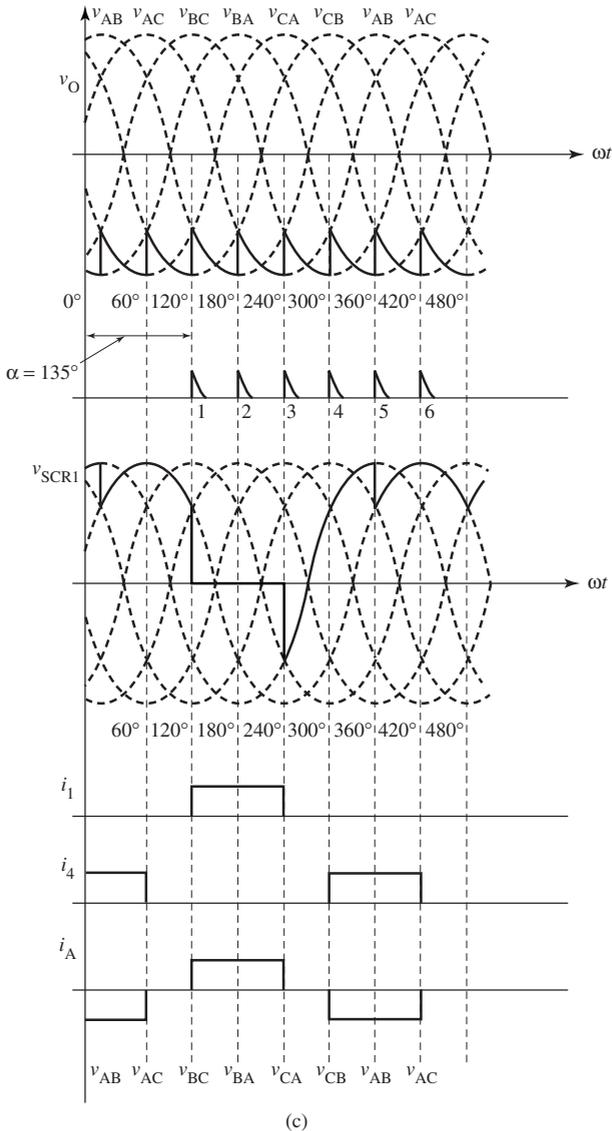


(a)

Figura 8.24 (continuação): b)  $\alpha = 120^\circ$ ;

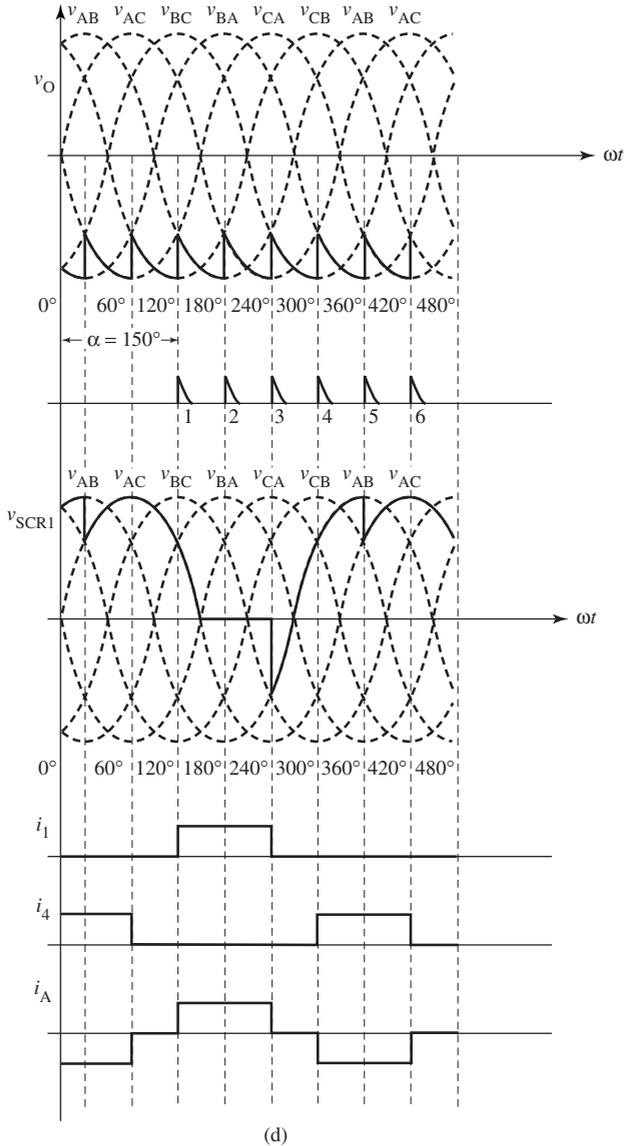
## 8.4 Retificadores semicontrolados de onda completa em ponte com diodo de retorno

Conversores completamente controlados são muito usados em acionadores DC de velocidade ajustável para motores médios e grandes. Esses circuitos operam com tensões de saída positiva e negativa. No modo retificador, convertem potên-

Figura 8.24 (continuação): c)  $\alpha = 135^\circ$ ;

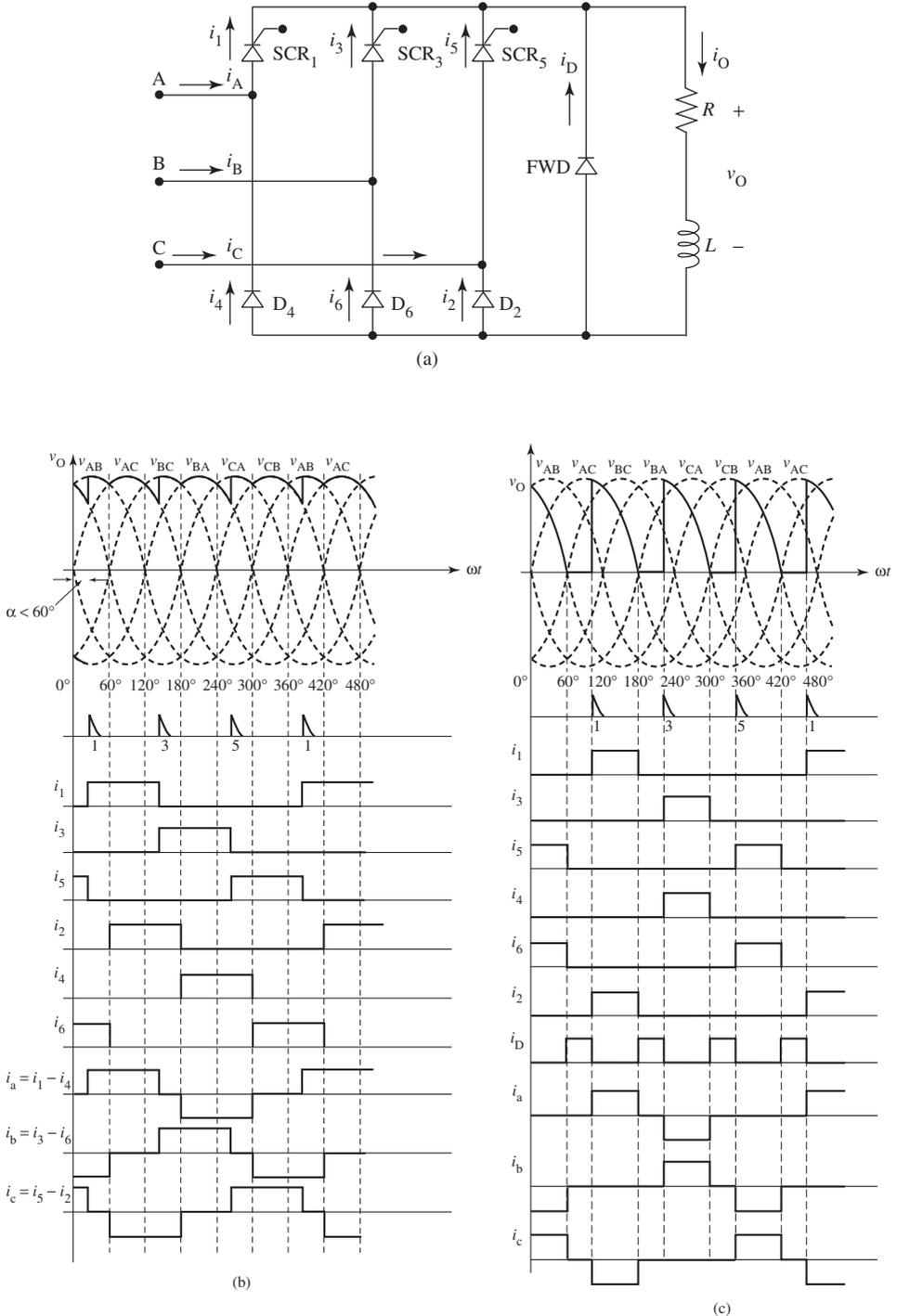
cia AC em potência DC; no modo inversão, fazem o contrário. O circuito, em diversas aplicações, opera somente no modo retificador, isto é, convertendo potência AC em potência DC. Os conversores que operam dessa maneira são denominados semicontrolados ou semiconversores.

A Figura 8.25a mostra o circuito de um conversor semicontrolado. O circuito inclui um diodo de retorno para ajudar a manter a corrente de saída contínua. Obtém-se certa vantagem de custos ao se usar diodos, em vez de SCRs, na metade inferior da ponte; entretanto, a frequência de ondulação na saída é somente três

Figura 8.24 (continuação): d)  $\alpha = 150^\circ$ .

vezes a frequência de linha. A tensão de saída inclui uma contribuição a mais da meia-ponte não-controlada inferior. Os SCRs passam para o estado *ligado* quando disparados e vão para o *desligado*, ou por causa do disparo de outro SCR ou pela ação do FWD. Com o ângulo de retardo  $\alpha \leq 60^\circ$ , a forma de onda da tensão de saída contém seis pulsos por ciclo. A corrente de saída é sempre contínua, a tensão nunca se torna negativa e o FWD não desempenha nenhum papel. A forma de onda da tensão de saída é igual a  $v_{AB}$  ou  $v_{AC}$  sempre que SCR<sub>1</sub> estiver ligado. A seqüência de disparo e as formas de onda de tensão e de corrente, supondo uma

Figura 8.25: a) Circuito semicontrolado em ponte; b) formas de onda de tensão e de corrente para um ângulo de disparo pequeno; c) formas de onda para um ângulo de disparo grande.



grande carga indutiva, são mostradas na Figura 8.25b. Cada par de SCR e diodo conduz por  $120^\circ$  inteiros. A frequência de ondulação é somente três vezes a frequência da fonte AC — o que é uma desvantagem do semiconversor, comparado a uma ponte completamente controlada, a qual tem frequência de ondulação seis vezes a frequência da fonte.

Para um retardo maior do que  $60^\circ$ , a tensão de saída tende a se tornar negativa durante parte do ciclo. O diodo de retorno atua para tornar a tensão de saída nula durante esse período e passa para o estado *desligado*, fazendo conduzir o par de SCR e diodo. A corrente de saída contínua pode ainda fluir pelo caminho do FWD. A Figura 8.25c mostra as formas de onda de tensão e de corrente. A seqüência de disparo dos SCRs e o período de condução dos diodos também são apresentados.

Suponha que a corrente de saída seja contínua e sem ondulação. Em  $30^\circ + \alpha$ , SCR<sub>1</sub> passa para o estado *ligado*; SCR<sub>1</sub> e D<sub>2</sub> conduzem a corrente de saída, tornando a tensão de saída igual a  $v_{AC}$ . Quando a tensão de saída tende a ser negativa, o diodo de retorno torna-se diretamente polarizado e começa a conduzir. A corrente de saída passa através do FWD, fazendo com que a tensão de saída seja nula. Quando SCR<sub>3</sub> passar para o estado *ligado*, a corrente de saída conduzirá através de SCR<sub>3</sub> e de D<sub>4</sub>, fazendo com que a tensão de saída seja igual a  $v_{BA}$ . O processo é repetido a cada  $120^\circ$  sempre que um SCR passar para o estado *ligado*.

O valor médio da tensão de saída é:

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3}{2\pi} V_{L(m)} (1 + \cos \alpha) \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad 8.37$$

Em  $\alpha = 0^\circ$ ,  $V_{o(\text{avg})}$  está em um ponto máximo:

$$V_{o(\text{avg})\text{max}} = 0,955 V_{L(m)} \quad 8.38$$

A tensão média normalizada de saída é:

$$V_n = V_{o(\text{avg})}/V_{o(\text{avg})\text{max}} = (1 + \cos \alpha)/2 \quad 8.39$$

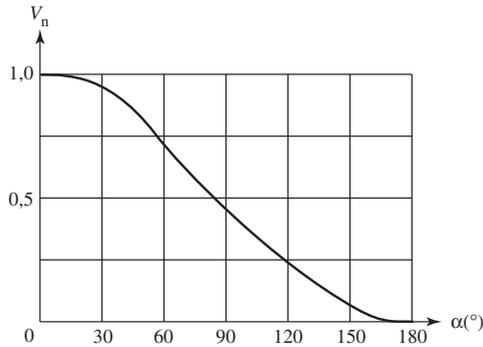
A variação da tensão média normalizada de saída com  $\alpha$  é mostrada na Figura 8.26. Observe que a tensão de saída não pode ser negativa, o que impede o semiconversor de operar no modo inversor.

O valor RMS da tensão de saída é:

$$V_{o(\text{RMS})} = V_{L(m)} \left[ \frac{3}{4\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{1/2} \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad 8.40$$

O valor da corrente média do SCR é:

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 8.41$$

**Figura 8.26:** Tensão média de saída versus ângulos de retardo para corrente de saída contínua.

O valor RMS da corrente do SCR e do diodo é:

$$I_{\text{SCR(RMS)}} = I_{\text{o(avg)}} / \sqrt{3} \quad \mathbf{8.42}$$

### Exemplo 8.13

Um retificador semicontrolado de seis-pulsos em ponte é ligado a uma fonte trifásica AC de 220 V. Calcule o ângulo de disparo se a tensão no terminal do retificador for de 240 V. Qual é o valor máximo da tensão de saída DC?

### Solução

$$V_{\text{o(avg)}} = 240 \text{ V}$$

$$V_{\text{L(m)}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ V}$$

$$V_{\text{o(avg)}} = \frac{3}{2\pi} V_{\text{L(m)}} (1 + \cos \alpha)$$

$$1 + \cos \alpha = \frac{V_{\text{o(avg)}} 2\pi}{3 V_{\text{L(m)}}} = 1,62$$

$$\cos \alpha = 0,62$$

$$\alpha = 52^\circ$$

A tensão máxima DC é obtida com  $\alpha = 0^\circ$ .

$$V_{\text{o(max)}} = \frac{3}{2\pi} (311) (1 + 1) = 297 \text{ V}$$

**Exemplo 8.14**

Faça um esboço das formas de onda para a tensão de saída e a corrente de linha na entrada  $i_A$  para um retificador semicontrolado com ângulo de retardo de:

- a)  $0^\circ$
- b)  $60^\circ$
- c)  $120^\circ$

Determine também a frequência de ondulação em cada caso, se a frequência da fonte for de 60 Hz.

**Solução**

a) Em  $\alpha = 0^\circ$ , a saída está em um máximo, como se fosse uma ponte completamente controlada. Cada SCR conduz por  $120^\circ$ , e a corrente de linha na entrada consiste em componentes alternados de pulsos retangulares com duração de  $120^\circ$ . A Figura 8.27a mostra as formas de onda.

A frequência de ondulação é:

$$6f = 6 \cdot 60 = 360 \text{ Hz}$$

b) Em  $\alpha = 60^\circ$ , a tensão média de saída é a diferença de tensão entre os grupos positivo e negativo. A corrente de linha de entrada é atrasada em  $60^\circ$  e depois flui com uma duração de  $120^\circ$ . A Figura 8.27b mostra as formas de onda.

**Figura 8.27:** Formas de onda de tensão para o Exemplo 8.14: a)  $\alpha = 0^\circ$ ; b)  $\alpha = 60^\circ$ ;

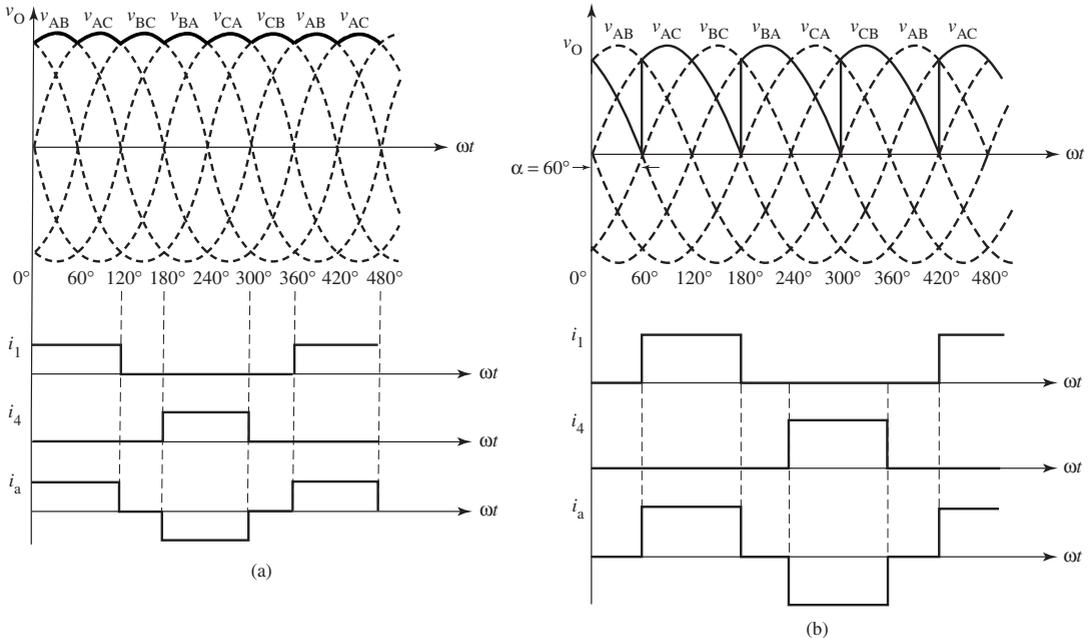
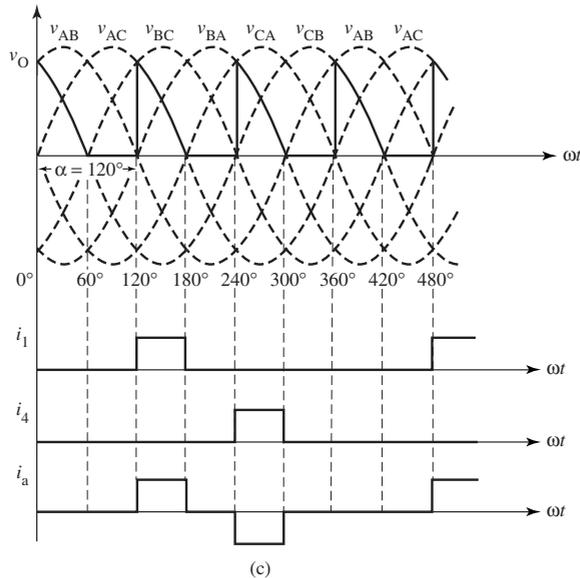


Figura 8.27 (continuação): c)  $\alpha = 120^\circ$ .

A frequência de ondulação é:

$$3f = 3 \cdot 60 = 180 \text{ Hz}$$

c) A Figura 8.27c mostra as formas de onda para  $\alpha = 120^\circ$ .

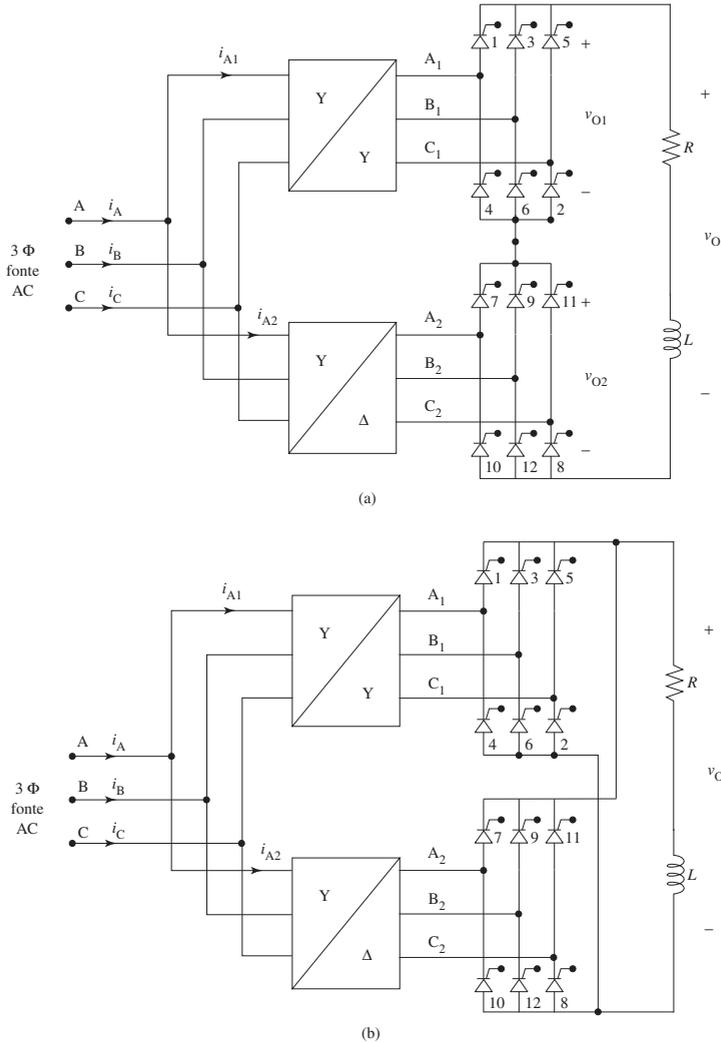
A frequência de ondulação é:

$$3f = 3 \cdot 60 = 180 \text{ Hz}$$

## 8.5 Conversores de doze-pulsos em ponte

Um retificador de seis-pulsos em ponte reduz consideravelmente a ondulação na saída, quando comparado ao retificador de três-pulsos. Em aplicações como transmissão de potência DC, uma redução adicional na ondulação na saída é obtida com um conversor de doze-pulsos — que pode ser obtido com a conexão de duas pontes de seis-pulsos em série ou em paralelo. As Figuras 8.28a e 8.28b mostram essas conexões, com o uso de transformadores, com um deslocamento de fase de  $30^\circ$  entre as duas tensões dos enrolamentos secundários em Y e em  $\Delta$ . A Figura 8.28c mostra a forma de onda da tensão de saída da ponte de doze-pulsos conectada em série. A tensão de saída resultante é a soma das tensões de saída de cada conversor. Uma vez que cada um deles produz uma saída de seis-pulsos, a tensão resultante é uma saída de doze-pulsos. Por causa da conexão em série, a mesma corrente de saída flui através dos dois conversores.

**Figura 8.28:** Conexão em doze-pulsos com duas pontes de seis-pulsos: a) em série; b) em paralelo;



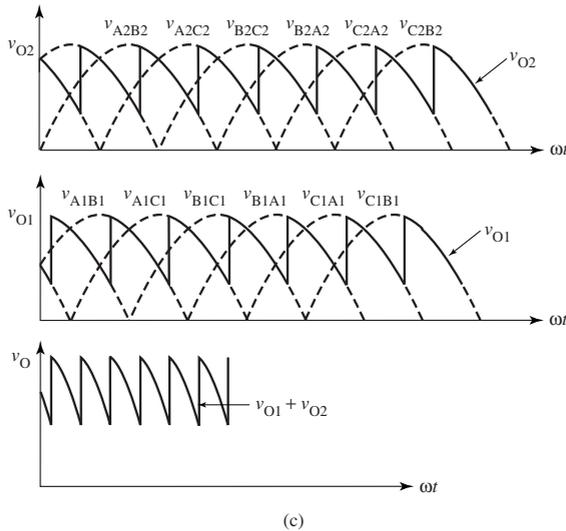
As equações para a tensão de saída para a carga resistiva são:

$$V_{o(\text{avg})} = \sqrt{2} V_{L(m)} \frac{12}{\pi} \sin \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 15^\circ \quad \mathbf{8.43}$$

$$V_{o(\text{avg})} = \sqrt{2} V_{L(m)} \frac{6}{\pi} \left[ \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \sin \alpha + \frac{1}{2} \cos \alpha \right] \text{ para } 15^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ \quad \mathbf{8.44}$$

$$V_{o(\text{avg})} = \sqrt{2} V_{L(m)} \frac{6}{\pi} [1 + \cos(\alpha + 60^\circ)] \text{ para } 90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad \mathbf{8.45}$$

Figura 8.28 (continuação): c) formas de onda da tensão de saída para a ponte ligada em série.



## 8.6 Problemas

- 8.1** Um retificador de três-pulsos é alimentado por uma fonte de 208 V. Se a corrente na carga for de 10 A e o ângulo de disparo for de  $0^\circ$ , determine:
- a tensão média na saída
  - a corrente máxima na saída
  - o valor nominal da tensão de pico inversa dos SCRs
  - a dissipação de potência em cada SCR, se a queda de tensão direta for de 1,1 V
- 8.2** Repita o Problema 8.1 para um ângulo de disparo de  $30^\circ$ .
- 8.3** Para um retificador controlado de três-pulsos com carga resistiva, plote as formas de onda para a tensão de saída, a corrente de saída e a tensão nos SCRs se o ângulo de disparo for de:
- $30^\circ$
  - $90^\circ$
  - $120^\circ$
- 8.4** Para um retificador controlado de três-pulsos com carga indutiva, plote as formas de onda para a tensão de saída, a corrente de saída e a tensão nos SCRs se o ângulo de disparo for de  $100^\circ$ .
- 8.5** Para um retificador controlado de três-pulsos com carga  $RL$ , plote as formas de onda para a tensão de saída, a corrente de saída e a tensão nos SCRs se o ângulo de disparo for de  $100^\circ$ .
- 8.6** Para um retificador controlado de três-pulsos com carga  $RL$ , plote as formas de onda para a tensão de saída se o ângulo de disparo for de  $175^\circ$ .

- 8.7** Um retificador de seis-pulsos em ponte está ligado em uma fonte trifásica AC de 220 V. Calcule a tensão de saída DC se o ângulo de disparo for de  $30^\circ$ .
- 8.8** Para um retificador de seis-pulsos em ponte com carga resistiva, plote as formas de onda para a tensão de saída, a corrente de saída e a tensão nos SCRs 1 e 3 se o ângulo de disparo for de:
- $0^\circ$
  - $60^\circ$
  - $90^\circ$
  - $120^\circ$
- 8.9** Para um retificador de seis-pulsos em ponte com carga resistiva, plote as formas de onda para as correntes de linha  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  e a corrente através de cada SCR se o ângulo de disparo for de:
- $0^\circ$
  - $90^\circ$
- 8.10** Um circuito de seis-pulsos em ponte está ligado a uma fonte trifásica AC de 208 V. Determine:
- a tensão média de saída se o ângulo de retardo for de  $75^\circ$
  - o ângulo de retardo necessário para produzir 75 V DC quando o circuito estiver operando no modo retificador
  - o ângulo de retardo necessário para produzir 75 V DC quando o circuito estiver operando no modo inversor
- 8.11** Para um retificador semicontrolado de seis-pulsos em ponte com diodo de retorno em paralelo com carga resistiva, plote as formas de onda para a tensão e a corrente de saída se o ângulo de disparo for de:
- $0^\circ$
  - $60^\circ$
  - $90^\circ$
  - $120^\circ$
- 8.12** Para um retificador semicontrolado de seis-pulsos em ponte com carga  $RL$ , plote as formas de onda para a tensão de saída, a corrente de saída e correntes de linha  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  se o ângulo de disparo for de  $120^\circ$ .
- 8.13** Para um retificador semicontrolado de seis-pulsos em ponte com um diodo de retorno em paralelo com uma carga  $RL$ , plote as formas de onda para as correntes no SCR com um ângulo de retardo de  $120^\circ$ .
- 8.14** Repita o Problema 8.11 sem o diodo de retorno.
- 8.15** Um retificador de três-pulsos é mostrado na Figura 8.29. Com um ângulo de retardo de  $90^\circ$  para os SCRs 1 e 2, plote a forma de onda para a tensão de saída.
- 8.16** Um retificador de seis-pulsos é mostrado na Figura 8.30. Plote a forma de onda para a tensão de saída se o ângulo de retardo for de  $30^\circ$ .

Figura 8.29: Ver Problema 8.15.

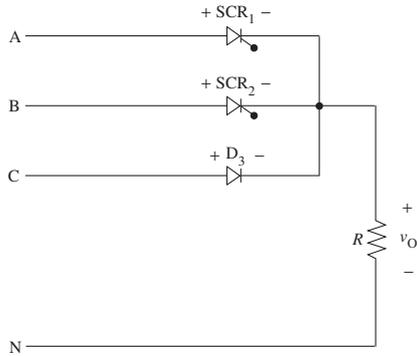
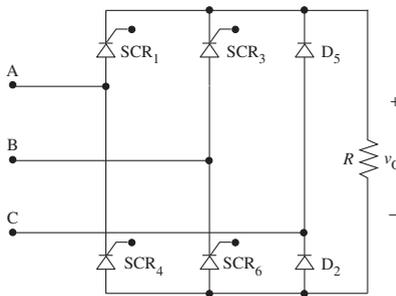


Figura 8.30: Ver Problema 8.16.



- 8.17** Um circuito de seis-pulsos em ponte está ligado a uma fonte de 3,8 kV. A carga puxa uma corrente de 100 A. Se o ângulo de retardo for de  $60^\circ$ , determine:
- a tensão média de saída
  - a potência ativa na entrada
  - a potência reativa absorvida pelo circuito
- 8.18** Um circuito de seis-pulsos em ponte é alimentado por uma fonte de 220 V. A carga puxa uma corrente de 100 A. Se o ângulo de retardo for de  $60^\circ$ , determine:
- a tensão média de saída
  - a potência ativa na entrada
  - a potência reativa absorvida pelo circuito
- 8.19** Um conversor de seis-pulsos em ponte, ligado a uma fonte trifásica AC de 120 V, é operado no modo inversor. A carga consiste em uma fonte DC de 100 V com resistência interna de  $0,1 \Omega$ . Se a bateria fornecer uma corrente constante de 70 A, determine:
- o ângulo de retardo
  - a potência ativa fornecida para a fonte
  - a potência reativa absorvida pelo conversor

- d) o valor nominal da tensão de pico inversa do SCR  
 e) a corrente média no SCR

- 8.20** Um motor paralelo de 5 HP, 1800 rpm, acionado com tensão DC de 120 V, é alimentado por um conversor em ponte completamente controlado de seis-pulsos. O conversor é alimentado por uma fonte AC de 208 V. Se a corrente nominal da armadura for de 20 A e a resistência da armadura for de  $0,1 \Omega$ , determine:
- o ângulo de retardo para que o motor opere com a carga especificada
  - o ângulo de retardo se a corrente de partida for limitada a 25 A
  - a potência reativa absorvida pelo conversor quando operado com a carga nominal
  - o valor nominal da tensão no SCR
- 8.21** Para um retificador controlado de seis-pulsos em ponte com carga resistiva, determine o fator de ondulação quando  $\alpha = 60^\circ$ .

## 8.7 Equações

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ \quad \mathbf{8.1}$$

$$I_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{V_m}{R} \cos \alpha \quad \mathbf{8.2}$$

$$I_{\text{SCR}(\text{avg})} = \frac{I_{o(\text{avg})}}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \frac{V_m}{R} \cos \alpha \quad \mathbf{8.3}$$

$$I_{\text{SCR}(\text{RMS})} = \frac{I_{\text{SCR}(\text{avg})}}{\sqrt{3}} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_m}{R} \cos \alpha \quad \mathbf{8.4}$$

$$\text{valor nominal da tensão de pico inversa do SCR} = \sqrt{3} V_m \quad \mathbf{8.5}$$

período de condução para cada SCR = um terço de um ciclo

$$= \frac{2\pi}{3} \text{ ou } 120^\circ \quad \mathbf{8.6}$$

$$f_r = 3 \cdot \text{frequência de alimentação AC} \quad \mathbf{8.7}$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3V_m}{2\pi} \left[ 1 + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{6} \right) \right] \text{ para } 30^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ \quad \mathbf{8.8a}$$

$$V_{o(\text{avg})} = 0 \text{ V para } 150^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad \mathbf{8.8b}$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad 8.9$$

$$V_{o(\text{avg})\text{max}} = 0,827 V_m \quad 8.10$$

$$V_n = \frac{V_{o(\text{avg})}}{V_{o(\text{avg})\text{max}}} = \cos \alpha \quad 8.11$$

$$I_{\text{SCR(RMS)}} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 8.12$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ \quad 8.13$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left[ 1 + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] \text{ para } 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad 8.14$$

$$V_{o(\text{avg})} = 0 \text{ V para } 120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad 8.15$$

$$I_{\text{SCR(ave)}} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 8.16$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{\sqrt{3} V_m}{2R} \frac{\sqrt{2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}}{\pi} \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad 8.17$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{\sqrt{3} V_m}{2R} \frac{\sqrt{4\pi - 6\alpha - 3 \text{sen}(2\alpha - 60^\circ)}}{\pi} \text{ para } 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad 8.18$$

$$i_{\text{A(RMS)}} = \sqrt{2/3} \cdot I_{o(\text{avg})} \quad 8.19$$

$$f_r = \text{seis vezes a freqüência da fonte} \quad 8.20$$

$$\text{RF} = \sqrt{\frac{I_{o(\text{RMS})}^2}{I_{o(\text{avg})}^2} - 1} \quad 8.21$$

$$P_o = I_{o(\text{RMS})}^2 R \quad 8.22$$

$$\text{valor nominal da PRV dos SCRs} = V_{L(m)} \quad 8.23$$

$$\text{período de condução para cada SCR} = 120^\circ \quad 8.24$$

$$V_{o(\text{avg})} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \quad 8.25$$

$$I_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})}/R \quad 8.26$$

$$I_{\text{SCR(ave)}} = I_{o(\text{avg})}/3 \quad 8.27$$

$$I_{o(\text{RMS})} = I_{o(\text{avg})} \quad 8.28$$

$$I_{\text{SCR(RMS)}} = I_{\text{o(avg)}}/3 \quad 8.29$$

$$\text{valor nominal da PRV} = \sqrt{3} V_m \quad 8.30$$

$$V_{\text{o(RMS)}} = 2 V_{\text{L(m)}} \left[ \frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right]^{1/2} \quad 8.31$$

$$V_{\text{o(avg)}} = \frac{3 V_{\text{L(m)}}}{\pi} \left[ 1 + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] \text{ corrente não-contínua} \quad 8.32$$

$$I_{\text{SCR(ave)}} = I_{\text{o(ave)}}/3 \quad 8.33$$

$$I_{\text{SCR(ave)}} = \frac{(240^\circ - 2\alpha)}{360^\circ} I_{\text{o(ave)}} \quad 8.34$$

$$I_{\text{RMS}} = 0,816 I_{\text{o(ave)}} \quad 8.35$$

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{(120^\circ - \alpha)}{90^\circ}} (I_{\text{o(ave)}})^2 \quad 8.36$$

$$V_{\text{o(ave)}} = \frac{3}{2\pi} V_{\text{L(m)}} (1 + \cos \alpha) \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad 8.37$$

$$V_{\text{o(ave)max}} = 0,955 V_{\text{L(m)}} \quad 8.38$$

$$V_n = V_{\text{o(ave)}}/V_{\text{o(ave)max}} = (1 + \cos \alpha)/2 \quad 8.39$$

$$V_{\text{o(RMS)}} = V_{\text{L(m)}} \left[ \frac{3}{4\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{sen } 2\alpha \right) \right]^{1/2} \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \quad 8.40$$

$$I_{\text{SCR(ave)}} = I_{\text{o(ave)}}/3 \quad 8.41$$

$$I_{\text{SCR(RMS)}} = I_{\text{o(ave)}}/\sqrt{3} \quad 8.42$$

$$V_{\text{o(ave)}} = \sqrt{2} V_{\text{L(m)}} \frac{12}{\pi} \text{sen } \alpha \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 15^\circ \quad 8.43$$

$$V_{\text{o(ave)}} = \sqrt{2} V_{\text{L(m)}} \frac{6}{\pi} \left[ \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \text{sen } \alpha + \frac{1}{2} \cos \alpha \right] \text{ para } 15^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ \quad 8.44$$

$$V_{\text{o(ave)}} = \sqrt{2} V_{\text{L(m)}} \frac{6}{\pi} [1 + \cos (\alpha + 60^\circ)] \text{ para } 90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad 8.45$$

# Choppers DC

# 9

## Visão geral do capítulo

- 9.1 Introdução
- 9.2 Princípios dos choppers DC básicos
- 9.3 Choppers *step-down* (*buck*)
  - 9.3.1 Modo de corrente contínua
  - 9.3.2 Modo de corrente não-contínua
- 9.4 Choppers *step-up* (*boost*)
- 9.5 Choppers *buck-boost*
- 9.6 Problemas
- 9.7 Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- explicar o que significa o termo *chopper*;
- discutir o princípio dos choppers DC básicos;
- descrever a operação básica de um chopper *step-down* (*buck*);
- descrever a operação básica de um chopper *step-up* (*boost*);
- explicar o princípio operacional de um chopper *buck-boost*.

## 9.1 Introdução

O conversor DC para DC — ou *chopper*, como costuma ser denominado —, é usado para obter uma tensão DC variável a partir de uma fonte de tensão DC constante. O valor médio da tensão de saída varia quando se altera a proporção do tempo no qual a saída fica ligada à entrada. Essa conversão pode ser obtida pela

combinação de um indutor e/ou um capacitor e um dispositivo de estado sólido que opere no modo de chaveamento em alta frequência. Em aplicações de alta tensão e alta corrente, os dispositivos de chaveamento usados em circuitos chopper são os tiristores. Quando se usam os transistores de potência — BJTs (*bipolar junction transistors* – transistores bipolares de junção) ou MOSFETs (*metal-oxide semiconductor field-effect transistors* – transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor) ou tiristores GTO (*gate-turnoff thyristors* – tiristores de desligamento por porta) —, pode-se passar para o estado *desligado* com facilidade. Basta controlar a corrente de base ou de porta. Os tiristores utilizados em circuitos DC devem passar para o estado *desligado* via comutação forçada, uma vez que não têm a facilidade da comutação natural, como ocorre nos circuitos AC.

A técnica de chaveamento usada em choppers DC é denominada PWM (*pulse-width modulation* – modulação por largura de pulso). Há duas espécies fundamentais de circuitos chopper: *step-down* ou *buck* e *step-up* ou *boost*. O chopper *buck* produz uma tensão de saída menor ou igual à tensão de entrada; o chopper *boost* fornece uma tensão de saída maior ou igual à tensão de entrada.

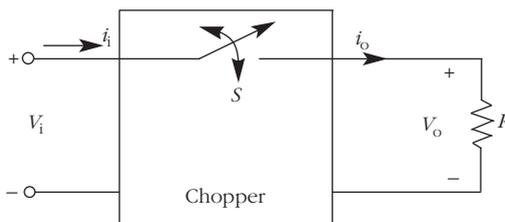
Ambos são usados em várias aplicações industriais nas quais há uma fonte constante. As aplicações típicas incluem controle de motores DC para tração elétrica, chaveamento de alimentadores de potência, UPS (*uninterruptible power supplies* – fontes de alimentação de funcionamento contínuo) e equipamentos operados por bateria. Neste capítulo, vamos nos dedicar principalmente aos circuitos básicos e aos princípios operacionais dos choppers DC.

## 9.2 Princípios dos choppers DC básicos

O princípio fundamental de um chopper básico é ilustrado na Figura 9.1. Uma chave é ligada em série com a fonte da tensão DC ( $V_i$ ) e a carga. A chave  $S$  pode ser um transistor de potência, um SCR (*silicon controlled rectifier* – retificador controlado de silício) ou um tiristor GTO. Supõe-se, em todo este capítulo, que os dispositivos de chaveamento sejam ideais. As chaves ideais têm as seguintes características:

1. resistência zero (queda de tensão nula) quando ligadas;
2. resistência infinita (corrente de fuga nula) quando desligadas;
3. podem chavear instantaneamente a partir de cada um dos dois estados.

Figura 9.1: Chopper DC básico.



Em condições ideais, a perda de potência no chopper é zero. Portanto, a potência de saída é igual à potência de entrada:

$$V_o I_o = V_i I_i \quad 9.1$$

onde

$V_o$  = tensão média de saída

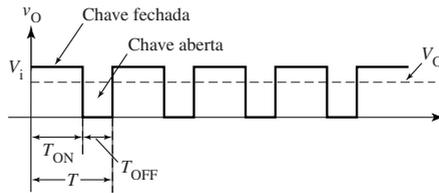
$V_i$  = tensão de entrada

$I_o$  = corrente média na saída

$I_i$  = corrente média na entrada

Suponhamos que a tensão de saída seja ajustável em uma certa faixa, de zero ao nível de entrada. Vamos operar a chave de tal modo que ela esteja ligada (fechada) por um tempo  $T_{ON}$  e desligada (aberta) por um tempo  $T_{OFF}$  em cada ciclo de um período  $T$  prefixado. A forma de onda resultante da tensão de saída (mostrada na Figura 9.2) é um trem de pulsos retangulares de duração  $T_{ON}$ .

**Figura 9.2:** Forma de onda de  $v_o$  para a Figura 9.1.



A Figura 9.2 mostra que a tensão instantânea na carga é zero (S desligada) ou  $V_i$  (S ligada). A tensão média (DC) na saída em um ciclo é dada por:

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} V_i \quad 9.2$$

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T} V_i$$

onde  $T$  é o período ( $T_{ON} + T_{OFF}$ ). A frequência de chaveamento do chopper é  $f = 1/T$ .

Se utilizarmos a idéia do ciclo de trabalho ( $d$ ), que é a relação entre a largura do pulso  $T_{ON}$  e o período da forma de onda,

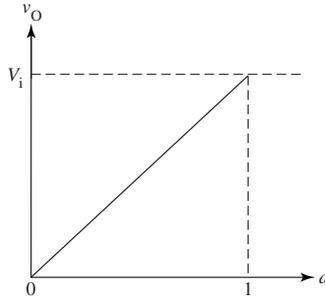
$$d = \frac{T_{ON}}{T} \quad 9.3$$

então,

$$V_o = d V_i \quad 9.4$$

A Equação 9.4 mostra que a tensão de saída varia, de modo linear, com o ciclo de trabalho. A Figura 9.3 mostra a tensão de saída à medida que  $d$  varia de zero a um. É, portanto, possível controlar a tensão de saída na faixa de zero a  $V_i$ .

**Figura 9.3:** Tensão de saída  $v_o$  em função do ciclo de trabalho.



Se a chave  $S$  for um transistor, a corrente de base controlará os períodos *ligado* e *desligado* da chave do transistor. Se a chave for um tiristor GTO, um pulso positivo na porta o passará para o estado *ligado*, enquanto um pulso negativo o levará ao estado *desligado*. Se a chave for um SCR, um circuito de comutação será necessário para passá-lo ao estado *desligado*.

A forma de onda da corrente na carga é similar à da Figura 9.2, e seu valor médio é dado por:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{d V_i}{R} \quad 9.5$$

O valor eficaz (RMS) da tensão de saída é:

$$\begin{aligned} V_{o(\text{RMS})} &= \sqrt{\frac{V_i^2 T_{\text{ON}}}{T}} \\ &= V_i \sqrt{\frac{T_{\text{ON}}}{T}} \\ &= V_i \sqrt{d} \end{aligned} \quad 9.6$$

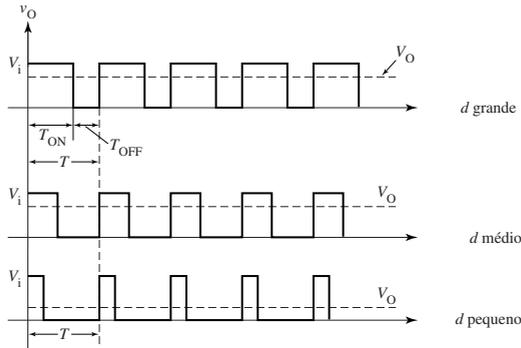
A tensão média de saída pode ser variada por uma das seguintes maneiras:

### 1. Modulação por largura de pulso (PWM – *pulse-width modulation*).

Nesse método, a largura do pulso  $T_{\text{ON}}$  varia enquanto o período de chavea-

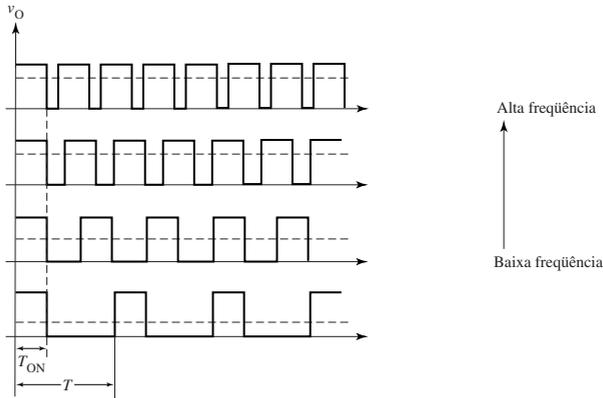
mento total  $T$  é constante. A Figura 9.4 mostra como as formas de onda de saída variam à medida que o ciclo de trabalho aumenta.

**Figura 9.4:** Formas de onda da tensão de saída com frequência de chaveamento fixa.



**2. Modulação por frequência de pulso (PFM – pulse-frequency modulation).** Nesse método,  $T_{ON}$  é mantido constante enquanto o período (frequência) varia. Como mostra a Figura 9.5, a tensão de saída reduz-se à medida que a frequência diminui e é alta nas frequências mais altas.

**Figura 9.5:** Formas de onda da tensão de saída com frequência de chaveamento variável.



Tanto para o controle por PWM como por PFM, a tensão de saída é nula quando a chave  $S$  estiver aberta e é igual à tensão de entrada quando a chave estiver fechada por um período superior ao ciclo de chaveamento normal.

No método PFM é necessário reduzir a frequência de chaveamento do chopper para obter uma tensão de saída mais baixa. Isso pode resultar em uma descontinuidade nas baixas frequências. Mais ainda, a redução na frequência aumenta a ondulação da corrente na saída e, em consequência disso, as perdas e o calor na carga

aumentam. Por outro lado, as perdas nas componentes se tornam muito altas nas frequências mais altas. O método PWM tem a vantagem da baixa ondulação, o que significa componentes menores para o filtro.

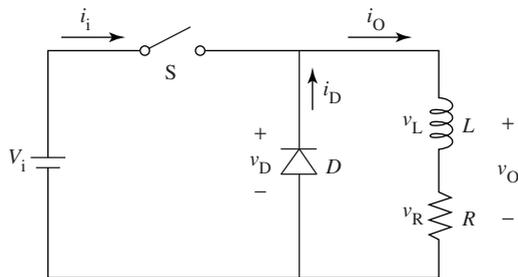
### 9.3 Choppers *step-down* (*buck*)

O circuito chopper DC da Figura 9.1 não é muito prático. Só serve para alimentar cargas resistivas, nas quais não seja necessária uma corrente linear. Um arranjo muito mais prático (mostrado na Figura 9.6a) inclui um indutor  $L$  e um diodo  $D$ , acrescentados para eliminar as pulsações de corrente. Esse circuito fornece uma corrente DC linear para cargas práticas, como um motor DC.

Quando a chave  $S$  for fechada, o diodo  $D$  ficará desligado, uma vez que está inversamente polarizado. E permanecerá assim durante todo o tempo em que  $S$  estiver ligada. A configuração do circuito equivalente é mostrada na Figura 9.6b. A corrente na entrada cresce de maneira exponencial e flui através do indutor  $L$  e da carga. A tensão de saída é igual a  $V_i$ . A chave  $S$  é mantida ligada por um tempo  $T_{ON}$  e depois passa para o estado *desligado*.

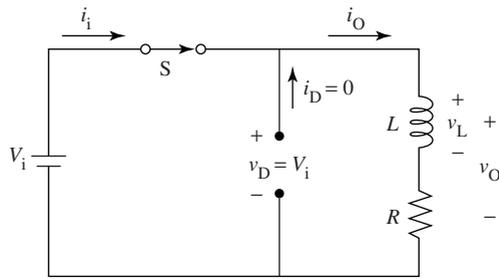
Quando a chave é aberta, a corrente no indutor começa a cair até se anular (não pode variar de modo instantâneo). Isso provoca, no indutor, uma tensão induzida de polaridade oposta. A tensão no indutor polariza o diodo diretamente e a corrente, agora fluindo no indutor, atua como retorno através do diodo  $D$  e da carga. A finalidade do diodo, portanto, é fornecer um caminho para a corrente na carga quando  $S$  estiver desligada. Assim, ao desligar-se  $S$ , automaticamente liga-se  $D$ . A configuração do novo circuito é mostrada na Figura 9.6c. **A tensão na carga é nula e a corrente cai a zero durante todo o tempo em que  $S$  permanecer desligada**, isto é, durante o período  $T_{OFF}$ . A energia armazenada em  $L$  é entregue à carga. Esse arranjo de circuito permite o uso de um filtro simples, como a indutância  $L$ , para propiciar uma corrente DC linear satisfatória na carga, para várias aplicações. Quando a frequência de chaveamento for alta, uma indutância relativamente pequena será suficiente para reduzir a ondulação a um grau aceitável.

Figura 9.6: a) Circuito básico de chopper *step-down*;

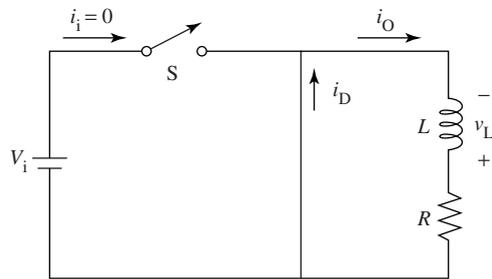


(a)

Figura 9.6 (continuação): b) circuito equivalente para a chave ligada;  
c) circuito equivalente para a chave desligada.



(b)



(c)

### 9.3.1 Modo de corrente contínua

A Figura 9.7a mostra a forma de onda da tensão na carga, além da tensão que aparece em FWD(D). Ela é igual à tensão de entrada  $V_i$  quando a chave está ligada e quando o diodo  $D$  se acha inversamente polarizado. No momento em que a chave é aberta, a tensão de saída mantém-se em zero pela ação do FWD, que fornece um caminho para a corrente na carga. Como **a tensão média no indutor  $L$  é desprezível quando não há componente resistiva**, a tensão de saída deve ser a tensão média no diodo. Portanto, aqui, a Equação 9.2 também se aplica.

A Figura 9.7b mostra a corrente no diodo. É a mesma da carga (Figura 9.7d) durante  $T_{OFF}$ . Em  $T_{ON}$ , a corrente de saída  $i_o$  é a mesma da de entrada  $i_i$ . Quando a chave for aberta ( $T_{OFF}$ ), a corrente na carga cairá de seu valor máximo  $I_{max}$  a um valor final  $I_{min}$ . Durante esse intervalo, ela fluirá pelo indutor, pela carga e pelo FWD. Quando tiver caído a um valor  $I_{min}$ , ocorrerá o fechamento da chave. A corrente, no diodo, pára de fluir nesse instante; a corrente fornecida pela fonte, agora, é  $I_{min}$ . Ela então começa a aumentar e, quando alcança o valor  $I_{max}$ , depois de um tempo  $T_{ON}$ , provoca a reabertura da chave. O FWD fornece outra vez o caminho para a corrente na carga e o ciclo se repete. A corrente, portanto, oscila entre  $I_{max}$  e  $I_{min}$ . A ondulação incluída na corrente de saída reduz-se à medida que a frequência de chaveamento do chopper aumenta. O valor médio da corrente no indutor é dado por:

$$I_L = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \quad 9.7$$

Agora,

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R}$$

Portanto,

$$\frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} = \frac{V_o}{R}$$

$$I_{\max} + I_{\min} = 2 \frac{V_o}{R} \quad 9.8$$

A tensão no indutor é:

$$V_L = V_o = L \frac{di_o}{dt}$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{V_o}{L}$$

$$\Delta i_o = \frac{V_o}{L} \Delta t$$

Com a chave aberta ( $T_{\text{OFF}}$ ),

$$\Delta i_o = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_o}{L} T_{\text{OFF}} \quad 9.9$$

Somando-se as Equações 9.8 e 9.9,

$$2 I_{\max} = 2 \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{L} T_{\text{OFF}}$$

$$I_{\max} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2L} T_{\text{OFF}} \quad 9.10$$

De modo semelhante,  $I_{\min}$  é dada por:

$$I_{\min} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2L} T_{\text{OFF}} \quad 9.11$$

A corrente de ondulação pico a pico é:

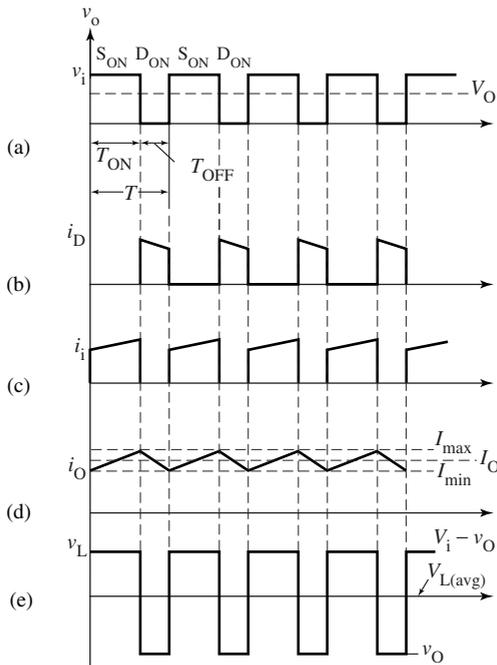
$$\begin{aligned} I_{p-p} &= I_{\max} - I_{\min} \\ &= T_{\text{OFF}} \frac{V_o}{L} \end{aligned} \quad \mathbf{9.12}$$

A corrente média no diodo é:

$$I_D = \frac{T_{\text{OFF}} I_o}{T} \quad \mathbf{9.13}$$

Embora a corrente na carga de um chopper seja basicamente constante, na entrada ela ainda consiste em um trem de pulsos agudos. A Figura 9.7c mostra a forma de onda para a fonte de corrente. Um filtro capacitivo costuma ser usado em paralelo com a fonte de potência de entrada, para manter a linearidade da corrente na entrada.

**Figura 9.7:** Formas de onda de tensão e de corrente para  $T_{\text{ON}} \approx T_{\text{OFF}}$  e  $T \ll \tau$ : a) tensão de saída; b) corrente no FWD; c) fonte de corrente; d) corrente na carga; e) tensão no indutor.



As formas de onda de corrente e de tensão mostradas na Figura 9.7 pressupõem uma frequência de chaveamento e uma carga, tal que  $T \ll \tau$ . Aqui,  $\tau$  é a *constante de tempo do circuito* e depende da relação  $L/R$ . Observe que a variação da corrente de saída é linear e a ondulação, bem pequena, por causa da constan-

te de tempo grande. A corrente na saída  $i_o$  está sempre presente; portanto, esse modo de operação se chama *modo de corrente contínua* de operação. A corrente na saída é contínua porque o indutor absorve energia durante  $T_{ON}$  e a descarrega em  $T_{OFF}$ . Como consequência, a tensão média em  $L$  cai a zero no estado estacionário e a tensão na carga resistiva deve ser igual a  $V_{o(avg)}$ .

Os valores médios de tensão de saída, de potência de saída e de potência de entrada são dados por:

$$V_o = V_i d \quad 9.14$$

$$P_o = V_o I_o$$

$$P_i = V_i I_i$$

Uma vez que estamos considerando elementos ideais (sem perdas), a potência DC drenada da fonte deve ser igual à potência DC absorvida pela carga.

$$P_o = P_i$$

$$V_o I_o = V_i I_i$$

$$\begin{aligned} I_o &= V_i \frac{I_i}{V_o} \\ &= V_i \frac{I_i}{V_i d} \end{aligned}$$

$$I_o = \frac{I_i}{d} \quad 9.15$$

As Equações 9.14 e 9.15 são muito semelhantes às de um transformador básico, no qual o ciclo de trabalho  $d$  corresponde à relação de espiras  $a$  do transformador. Portanto, um chopper DC, em circuitos DC, consegue o mesmo que o transformador em circuitos AC. Ao mudar o ciclo de trabalho em um chopper *step-down*, podemos obter tensões de saída menores ou iguais à tensão de entrada. Mais ainda, a corrente na saída sobe de nível quando baixamos o nível da tensão.

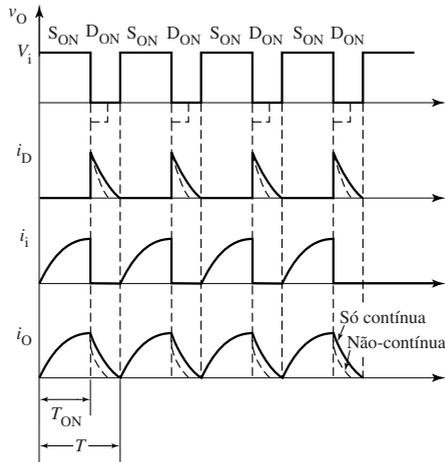
### 9.3.2 Modo de corrente não-contínua

Para valores de  $d$  baixos, em especial com uma indutância baixa, a corrente na carga diminui e pode cair a zero durante a parte de cada ciclo em que a chave estiver desligada. Ela, porém, crescerá de novo, a partir de zero, quando a chave for ligada, no ciclo seguinte. Diz-se então que a corrente na carga é *não-contínua*.

A Figura 9.8 mostra as formas de onda de corrente e de tensão quando  $T_{ON}$  é, aproximadamente, igual a  $\tau$  ( $\tau = L/R$ ). A forma de onda da tensão  $v_o$  é a mesma da Figura 9.2; entretanto, a corrente na saída  $i_o$  não pode pular para  $V_i/R$  por causa da natureza

indutiva da carga  $L$ . Em vez disso, ela cresce de modo exponencial até  $V_i/R$ . De maneira semelhante, quando o transistor estiver desligado, a mesma corrente, fluindo no diodo de retorno, cairá a zero.

**Figura 9.8:** Formas de onda de tensão e de corrente com  $T_{ON} < T_{OFF}$  e  $T_{ON} \approx \tau$ .



Como pode ser visto na Figura 9.8, a corrente na carga flui em pulsos e o chopper opera no modo não-contínuo. Essa é uma operação indesejável e pode ser evitada se a freqüência apropriada de funcionamento do chopper ou um valor adequado de indutância for escolhido. O valor mínimo da indutância, necessário para garantir a corrente contínua, é obtido com a adoção de  $I_{\min} = 0$  na Equação 9.11:

$$I_{\min} = 0 = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2L} T_{OFF}$$

$$\frac{V_o}{R} = T_{OFF} \frac{V_o}{2L}$$

$$2L = T_{OFF} R$$

ou

$$L = \frac{T_{OFF}}{2} \cdot R$$

**9.16**

Portanto, contar com uma indutância alta na carga é desejável, para evitar o modo não-contínuo. Além disso, a ondulação pico a pico na corrente da carga cairá à medida que o valor da indutância aumentar. Quando a indutância da carga se tornar idealmente infinita, conseguiremos uma corrente sem ondulação (DC pura).

### Exemplo 9.1

Na Figura 9.6, a frequência de chaveamento é de 25 Hz e  $T_{ON} = 3$  ms. Determine a fonte de corrente média se o valor médio da corrente de saída for de 40 A.

#### Solução

Rearrmando a Equação 9.15,

$$\begin{aligned} I_i &= d I_o \\ I_i &= \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} I_o \\ &= \frac{T_{ON}}{T} I_o \\ &= T_{ON} f_c I_o \\ &= 0,003 \cdot 25 \cdot 40 \\ &= 3 \text{ A} \end{aligned}$$

### Exemplo 9.2

Na Figura 9.6, a tensão de entrada é  $V_i = 100$  V, a resistência de carga  $R = 10 \Omega$  e  $L = 100$  mH. A frequência de chaveamento é  $f = 1$  kHz e o intervalo de tempo no estado *ligado*, de 0,5 ms. Determine, se a fonte de corrente média for de 1 A:

- a tensão média na carga
- a corrente de saída
- a potência de saída
- o valor mínimo necessário de  $L$

#### Solução

O ciclo de trabalho é:

$$d = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{0,5}{1} = 0,5 \text{ ou } 50\%$$

a) A tensão média é:

$$V_o = d V_i = (0,5) (100) = 50 \text{ V}$$

b) A corrente de saída é:

$$I_o = \frac{I_i}{d} = \frac{1}{0,5} = 2 \text{ A}$$

c) A potência de saída é:

$$P_o = V_o I_o = 100 \text{ W}$$

d)  $T_{\text{OFF}} = T - T_{\text{ON}} = 0,5 \text{ ms}$

$$L = \frac{T_{\text{OFF}} R}{2} = \frac{0,5(10^{-3})10}{2} = 2,5 \text{ mH}$$

### Exemplo 9.3

Um chopper *buck* DC opera na frequência de 1 kHz a partir de uma fonte DC de 100 V e alimenta uma carga resistiva de 10  $\Omega$ . A componente indutiva da carga é de 50 mH. Se a tensão média de saída for de 50 V, determine:

- o ciclo de trabalho
- $T_{\text{ON}}$
- o valor da tensão RMS na carga
- o valor médio da corrente na carga
- $I_{\text{max}}$  e  $I_{\text{min}}$
- a potência de entrada
- a corrente de ondulação pico a pico
- a corrente de ondulação pico a pico se a frequência for aumentada para 5 kHz
- a corrente de ondulação pico a pico se a indutância for aumentada para 250 mH

### Solução

a)  $V_o = d V_i$

O ciclo de trabalho é:

$$d = \frac{V_o}{V_i} = \frac{50}{100} = 0,5 \text{ ou } 50\%$$

b) O período  $T$  é:

$$T = 1/f = 1/1000 = 1 \text{ ms}$$

$$d = T_{\text{ON}}/T$$

$$T_{\text{ON}} = T d = (1) (0,5) = 0,5 \text{ ms}$$

c)  $V_{\text{o(RMS)}} = V_i \sqrt{d} = 100 \sqrt{0,5} = 70,7 \text{ V}$

d)  $I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{50}{10} = 5 \text{ A}$

$$\begin{aligned}
 \text{e) } I_{\max} &= \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2L} T_{\text{OFF}} \\
 &= I_o + \frac{V_o}{2L} T_{\text{OFF}} \\
 &= 5 + \frac{50 \cdot 0,5(10^{-3})}{2 \cdot 50(10^{-3})} = 5 + 0,25 = 5,25 \text{ A} \\
 I_{\min} &= 5 - 0,25 = 4,75 \text{ A}
 \end{aligned}$$

$$\text{f) } I_{i(\text{avg})} = \frac{(I_{\max} + I_{\min})}{2} d = \frac{(5,25 + 4,75)}{2} \cdot 0,5 = 2,5 \text{ A}$$

$$P_i = V_i I_{i(\text{avg})} = 100 \cdot 2,5 = 250 \text{ W}$$

g) A corrente de ondulação pico a pico é:

$$I_{\text{p-p}} = I_{\max} - I_{\min} = 5,25 - 4,75 = 0,5 \text{ A}$$

$$\text{h) } T = 1/5 (10^3) = 200 \text{ } \mu\text{s}$$

$$T_{\text{ON}} = T_{\text{OFF}} = 100 \text{ } \mu\text{s}$$

$$I_{\max} = 5 + \frac{100(10^{-6}) \cdot 50}{2 \cdot 50(10^{-3})} = 5 + 0,05 = 5,05 \text{ A}$$

$$I_{\min} = 5 - 0,05 = 4,95 \text{ A}$$

$$I_{\text{p-p}} = 5,05 - 4,95 = 0,1 \text{ A}$$

Observe a grande redução na corrente de ondulação à medida que a frequência de funcionamento do chopper aumenta. De fato, a redução está na mesma proporção do aumento da frequência.

$$\text{i) } I_{\max} = 5 + [0,5 (10^{-3}) \cdot 50] / [2 \cdot 250(10^{-3})] = 5 + 0,05 = 5,05 \text{ A}$$

$$I_{\min} = 5 - 0,05 = 4,95 \text{ A}$$

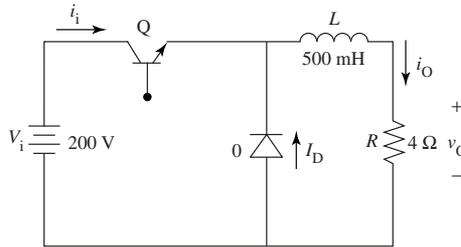
$I_{\text{p-p}}$  é a mesma da parte h.

Esse exemplo mostra que podemos reduzir a corrente de ondulação aumentando a frequência de funcionamento do chopper ou o valor do indutor. Na prática, prefere-se uma frequência mais alta de chaveamento, uma vez que requer um tamanho menor da indutância do filtro para a mesma amplitude de ondulação. Entretanto, frequências mais altas de chaveamento aumentariam as perdas de potência nas chaves. Com os dispositivos atuais, as frequências típicas de chaveamento usadas em aplicações com chopper DC estão na faixa de 20 a 50 kHz.

### Exemplo 9.4

O chopper mostrado na Figura 9.9 opera na frequência de 100 Hz com um intervalo de tempo no estado *ligado* de 4 ms. O valor médio da corrente na carga é de 20 A, com uma ondulação pico a pico de 4 A. Calcule o valor médio das correntes da fonte e no diodo. Depois, plote as duas formas de onda.

Figura 9.9: Ver Exemplo 9.4.



### Solução

O período é:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100} = 10 \text{ ms}$$

$$T_{\text{ON}} = 4 \text{ ms}$$

$$T_{\text{OFF}} = T - T_{\text{ON}} = (10 - 4) = 6 \text{ ms}$$

$$\tau = L/R = 0,5/4 = 0,125 \text{ s}$$

$\tau \gg T$ , portanto a corrente na carga é linear.

Agora,

$$I_o = 20 \text{ A}$$

e

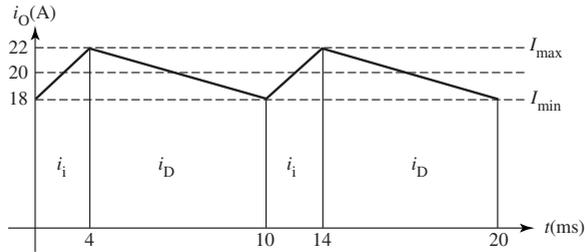
a ondulação pico a pico = 4 A

$$I_{\text{max}} = 20 + 2 = 22 \text{ A}$$

$$I_{\text{min}} = 20 - 2 = 18 \text{ A}$$

A forma de onda da corrente na carga (Figura 9.10) pode agora ser plotada.

**Figura 9.10:** Forma de onda da corrente na carga (fora de escala).



A potência de saída é:

$$P_o = I_o^2 R = 20^2 \cdot 4 = 1600 \text{ W}$$

A potência de entrada é:

$$P_i = P_o = 1600 \text{ W}$$

$$I_i = \frac{1600}{200} = 8 \text{ A}$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes (KCL) no nó 1,

$$I_i + I_D = I_o$$

$$\begin{aligned} I_D &= I_o - I_i \\ &= 20 - 8 \\ &= 12 \text{ A} \end{aligned}$$

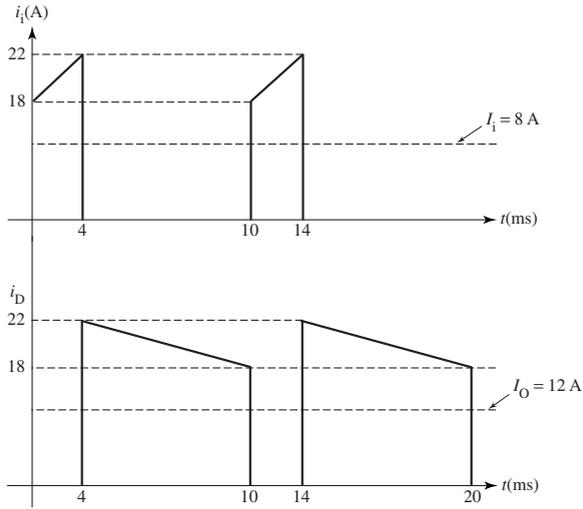
As plotagens de  $i_i$  e  $i_D$  são mostradas na Figura 9.11.

### Exemplo 9.5

Um chopper *step-down* opera na frequência de 4 kHz a partir de uma fonte DC de 25 V e alimenta uma carga resistiva de 5  $\Omega$ . Se a tensão de saída for de 15 V e a corrente for não-contínua, determine:

- o ciclo de trabalho
- o valor mínimo necessário de  $L$
- a potência na fonte
- a potência na carga
- $I_{max}$  e  $I_{min}$

Figura 9.11: Formas de onda da fonte e da corrente do diodo (fora de escala).

**Solução**

$$a) V_o = d V_i$$

$$d = 15/25 = 0,6$$

$$b) L = T_{\text{OFF}} \cdot R/2$$

$$d = T_{\text{ON}}/T = 0,6$$

$$T_{\text{ON}} = T \cdot 0,6 = 0,6/f = 0,6/4 (10^3) = 150 \mu\text{s}$$

$$T = T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}} = 250 \mu\text{s}$$

$$T_{\text{OFF}} = 100 \mu\text{s}$$

$$L = 100 (10^{-6}) \cdot 5/2 = 0,25 \text{ mH}$$

c) A fonte de corrente média é:

$$I_i = I_o d$$

Aqui,

$$I_o = V_o/R = 15/5 = 3 \text{ A}$$

Portanto,

$$I_i = 3 \cdot 0,6 = 1,8 \text{ A}$$

A potência na fonte é:

$$P_i = V_i \cdot I_i = 25 \cdot 1,8 = 45 \text{ W}$$

d) A potência fornecida à carga é:

$$V_o^2/R = 15^2/5 = 45 \text{ W}$$

$$e) I_{\max} = I_o + T_{\text{OFF}} \frac{V_o}{2L} = 3 + \frac{100 (10^{-6}) \cdot 15}{2 \cdot 0,25 (10^{-3})} = 3 + 3 = 6 \text{ A}$$

$$I_{\min} = I_o - T_{\text{OFF}} \frac{V_o}{2L} = 3 - 3 = 0 \text{ A}$$

uma vez que a corrente é não-contínua.

### Exemplo 9.6

Um chopper *step-down* opera com uma frequência fixa de 100 Hz a partir de uma fonte DC de 220 V e fornece uma carga com 1  $\Omega$  de resistência e 10 mH de indutância. Se a tensão de saída for de 60 V, determine:

- $T_{\text{ON}}$
- $T_{\text{OFF}}$
- a corrente média na saída e desenhe as formas de onda de  $i_o$  e  $i_D$

### Solução

$$a) V_o = d V_i$$

$$d = 60/220 = 0,27$$

$$T_{\text{ON}}/T = 0,27$$

$$T_{\text{ON}} = 0,27/f = 0,27/100 = 2,7 \text{ ms}$$

$$b) T_{\text{OFF}} = T - T_{\text{ON}} = 10 (10^{-3}) - 2,7 (10^{-3}) = 7,3 \text{ ms}$$

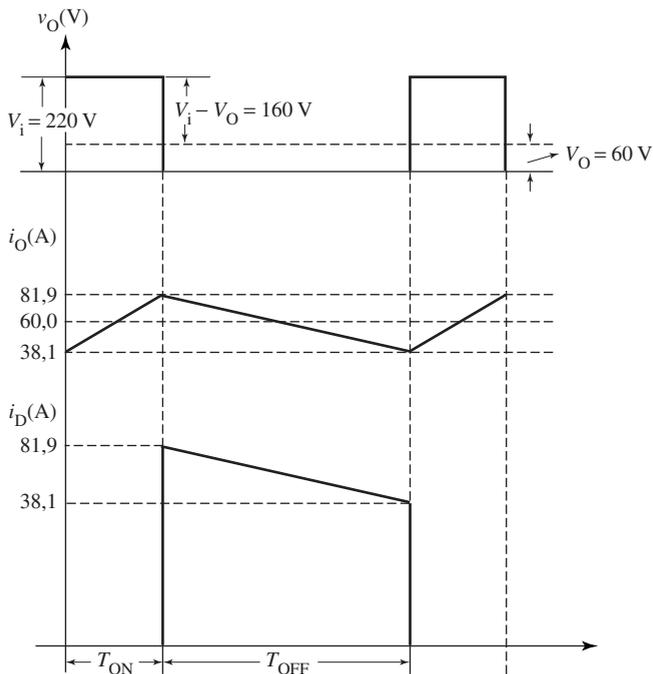
$$c) I_{o(\text{avg})} = 60/1 = 60 \text{ A}$$

$$I_{\max} = 60 + \frac{7,3(10^{-3}) \cdot 60}{2 \cdot 10(10^{-3})} = 60 + 21,9 = 81,9 \text{ A}$$

$$I_{\min} = 60 - 21,9 = 38,1 \text{ A}$$

As plotagens de  $i_o$  e  $i_D$  são mostradas na Figura 9.12.

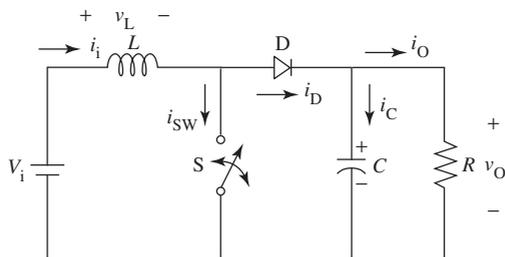
Figura 9.12: Formas de onda de corrente (fora de escala).



## 9.4 Choppers *step-up* (boost)

No circuito *step-up*, a tensão de saída pode variar desde a fonte de tensão até diversas vezes a fonte de tensão. O circuito básico do chopper *step-up* é mostrado na Figura 9.13. Usa-se o indutor  $L$  para fornecer uma corrente linear na entrada.

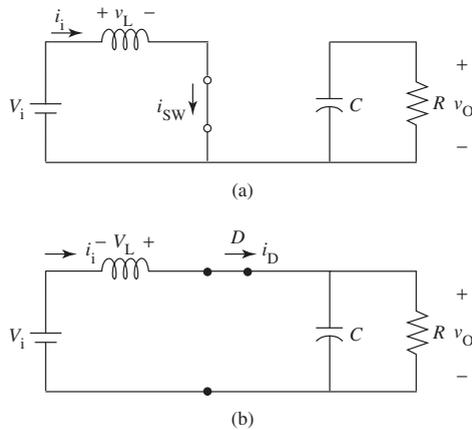
Figura 9.13: Circuito do chopper *step-up* básico.



Um certo componente de ondulação está, na realidade, incluído na corrente de entrada, embora seja considerado desprezível quando a ação de chaveamento é repetida em alta frequência. A chave em estado sólido, operada no estilo PWM, pode ser um transistor ou um SCR.

Quando a chave  $S$  passar para o estado *ligado* (ver Figura 9.14a), o indutor ficará conectado à alimentação. A tensão no indutor  $v_L$  pulará no mesmo instante para a fonte de tensão  $V_i$ , mas a corrente no indutor  $i_i$  aumentará de maneira linear e armazenará energia no campo magnético. Quando a chave for aberta (ver Figura 9.14b), a corrente cairá de modo violento e a energia armazenada no indutor será transferida para o capacitor, através do diodo  $D$ . A tensão induzida  $V_L$  no indutor mudará de polaridade e a tensão no indutor se somará à fonte de tensão, para assim aumentar a tensão de saída. A corrente, que estava fluindo por  $S$ , fluirá agora através de  $L$ ,  $D$  e  $C$  para a carga. Portanto, a energia armazenada no indutor será liberada para a carga. Quando  $S$  for fechada,  $D$  se tornará inversamente polarizado, a energia do capacitor fornecerá a tensão na carga e o ciclo se repetirá.

**Figura 9.14:** Circuito equivalente do chopper *step-up*: a) estado *ligado*; b) estado *desligado*.



A tensão na carga (e no capacitor) é:

$$v_o = V_i - v_L$$

$v_o$  será maior do que  $V_i$  porque a polaridade de  $v_L$  é sempre igual à de  $V_i$ .

As formas de onda de tensão e de corrente para  $d = 0,5$  são mostradas na Figura 9.15.

A corrente no diodo  $i_D$  se comporta como se segue:

$i_D = 0$  quando a chave é fechada (ligada)

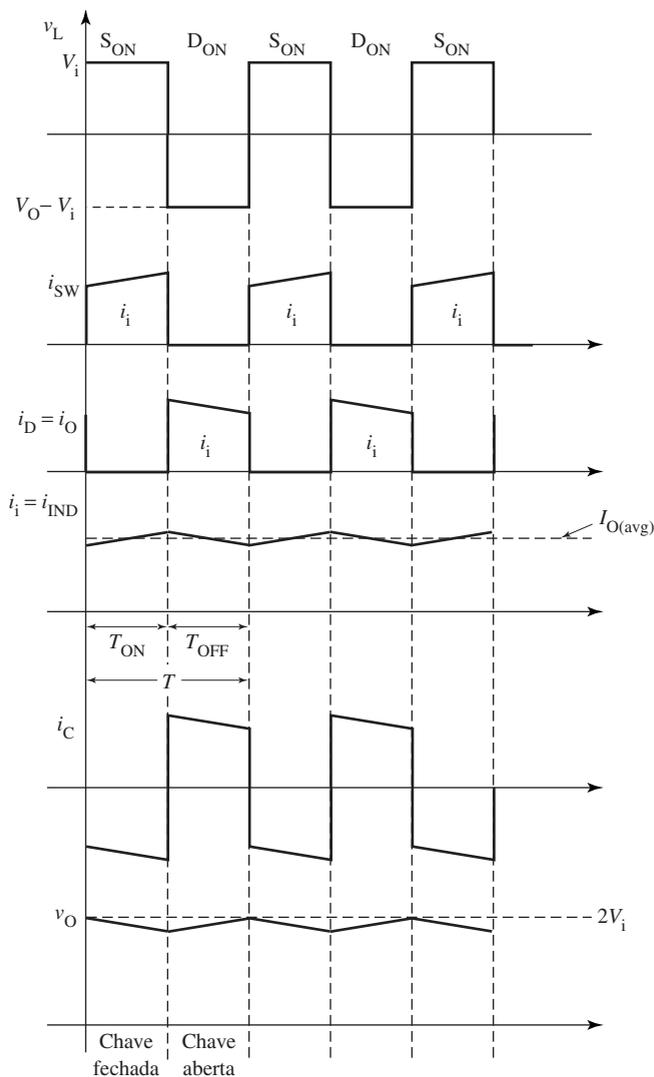
$i_D = i_i$  quando a chave for aberta (desligada)

Assim, a corrente no diodo pulsará como ilustra a Figura 9.15.

Se a indutância  $L$  for muito grande, a fonte de corrente  $i_i$  não terá ondulação e poderá ser considerada constante. A energia armazenada no indutor durante o intervalo ( $T_{ON}$ ), quando o chopper estiver ligado, será:

$$W_{ON} = V_i i_i T_{ON}$$

Figura 9.15: Formas de onda de tensão e de corrente ( $d = 0,5$ ) para um chopper *step-up*.



De modo semelhante, supondo que a capacitância seja grande o bastante para desprezar a tensão de ondulação, a tensão de saída  $v_o$  pode ser considerada constante. Durante o tempo ( $T_{OFF}$ ) em que o chopper estiver desligado, a energia transferida pelo indutor para a carga será:

$$W_{OFF} = (V_o - V_i) I_i T_{OFF} \quad 9.17$$

Uma vez que estamos desprezando as perdas, a energia transferida pela indutância durante  $T_{OFF}$  deve ser igual à energia ganha por ela durante o período  $T_{ON}$ .

$$W_{\text{ON}} = W_{\text{OFF}}$$

$$V_i I_i T_{\text{ON}} = (V_o - V_i) I_i T_{\text{OFF}}$$

OU

$$\begin{aligned} V_o &= V_i + V_i \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{OFF}}} \\ &= V_i \left( 1 + \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{OFF}}} \right) \\ &= V_i \left( \frac{T_{\text{OFF}} + T_{\text{ON}}}{T_{\text{OFF}}} \right) \\ &= V_i \frac{(T)}{T_{\text{OFF}}} \end{aligned}$$

Uma vez que

$$T = T_{\text{OFF}} + T_{\text{ON}}$$

$$T_{\text{OFF}} = T - T_{\text{ON}}$$

$$\begin{aligned} V_o &= V_i \left( \frac{T}{T - T_{\text{ON}}} \right) \\ &= V_i \left( \frac{1}{1 - \frac{T_{\text{ON}}}{T}} \right) \end{aligned}$$

$$V_o = V_i \left( \frac{1}{1-d} \right)$$

**9.18**

Se a chave estiver aberta ( $d = 0$ ), a tensão de saída será igual à tensão de entrada. À medida que  $d$  aumentar, a tensão de saída se tornará maior do que a de entrada. Portanto, a tensão de saída ou na carga será sempre maior do que a tensão de entrada se a chave S for operada em uma alta frequência apropriada.

O valor médio da fonte de corrente pode ser obtido por:

$$P_i = P_o \quad \text{desprezando as perdas}$$

$$V_i I_i = \frac{V_o^2}{R}$$

$$I_i = \frac{V_o^2}{V_i} \cdot \frac{1}{R}$$

**9.19**

O capacitor  $C$ , na Figura 9.13, reduz a ondulação na tensão de saída e mantém linear a corrente fornecida à carga. Se o capacitor for grande o suficiente, a corrente na saída terá uma componente de ondulação desprezível e será igual à média do tempo da corrente no diodo. Portanto, o valor médio da corrente  $I_o$ , a partir da Figura 9.15, é dado por:

$$\begin{aligned} I_o &= I_i \frac{T_{\text{OFF}}}{T} \\ &= I_i (1 - d) \end{aligned} \quad \mathbf{9.20}$$

As Equações 9.18 e 9.20 mostram que o circuito funciona como um transformador elevador DC. À medida que  $d$  (ou  $T_{\text{ON}}$ ) se aproximar de zero, a tensão de saída  $V_o$  se igualará à fonte de tensão  $V_i$ . Por outro lado, quando  $d$  se aproximar da unidade (ou  $T_{\text{ON}} = T$ ), a tensão de saída irá se aproximar do infinito. Na prática, entretanto, a tensão máxima não pode ser infinita, por causa da perda de potência associada aos componentes não-ideais. Essas restrições de ordem prática limitam a tensão de saída para cerca de cinco vezes a tensão de entrada.

A frequência de funcionamento do chopper é limitada pelo SCR e pelo circuito de comutação forçada. Uma frequência de chopper mais alta pode ser alcançada com o uso de transistores de potência ou tiristores (GTOs).

Vamos determinar as equações para as correntes de entrada máxima e mínima. A potência de entrada é:

$$P_i = V_i \cdot I_i$$

A potência de saída é:

$$P_o = V_o^2 / R$$

Desprezando-se as perdas, a potência de saída deve ser igual àquela fornecida pela fonte:

$$\begin{aligned} V_i \cdot I_i &= \frac{V_o^2}{R} = \frac{V_i^2}{(1-d)^2 R} \\ I_i &= \frac{V_i}{(1-d)^2 R} \end{aligned} \quad \mathbf{9.21}$$

Agora, da Equação 9.7,

$$I_L = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}}{2}$$

Agora,

$$I_L = I_i$$

Portanto,

$$\frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} = I_i$$

$$I_{\max} + I_{\min} = 2 I_i \quad 9.22$$

A tensão no indutor é:

$$V_L = V_i = L \frac{di_i}{dt}$$

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{V_i}{L}$$

Com a chave fechada ( $T_{\text{ON}}$ ),

$$\Delta I_i = \frac{V_i}{L} T_{\text{ON}}$$

ou

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_i}{L} T_{\text{ON}} \quad 9.23$$

Somando-se as Equações 9.22 e 9.23,

$$2 I_{\max} = 2 I_i + \frac{V_i T_{\text{ON}}}{L}$$

$$\begin{aligned} I_{\max} &= I_i + \frac{V_i}{2 L} T_{\text{ON}} \\ &= \frac{V_i}{(1-d)^2 R} + \frac{V_i}{2 L} T_{\text{ON}} \end{aligned}$$

$$I_{\max} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} + \frac{T_{\text{ON}}}{2 L} \right] \quad 9.24$$

De maneira semelhante,  $I_{\min}$  é dada por:

$$I_{\min} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T_{\text{ON}}}{2L} \right] \quad 9.25$$

A ondulação pico a pico da corrente na entrada  $I_i$  é dada por:

$$I_{\text{p-p}} = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_i T_{\text{ON}}}{L} \quad 9.26$$

Para condições de corrente contínua, o valor mínimo da indutância requerida é obtido quando se estabelece a Equação 9.25 igual a zero.

$$I_{\min} = 0 = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T_{\text{ON}}}{2L} \right]$$

$$\frac{1}{R(1-d)^2} = \frac{T_{\text{ON}}}{2L}$$

Resolvendo para  $L$ ,

$$L = \frac{RT_{\text{ON}}}{2}(1-d)^2 \quad 9.27$$

### Exemplo 9.7

O chopper *step-up* mostrado na Figura 9.13 é alimentado por uma fonte DC de 110 V. A tensão requerida pela carga é de 440 V. Determine a frequência do chopper se a chave for ligada durante 0,25 ms.

#### Solução

$$V_o = V_i \frac{1}{1-d}$$

$$440 = 110 (1/1-d)$$

$$1-d = 110/440 = 0,25$$

$$d = 1 - 0,25 = 0,75$$

$$d = T_{\text{ON}}/T = T_{\text{ON}} \cdot f$$

ou

$$f = d/T_{\text{ON}} = 0,75/0,25 (10^{-3}) = 3 \text{ kHz}$$

**Exemplo 9.8**

O chopper *step-up* mostrado na Figura 9.13 opera em uma frequência de 1 kHz. A fonte de tensão DC é de 100 V e a resistência de carga é de 2  $\Omega$ . Se o valor médio da corrente na carga for de 100 A, determine:

- a) a potência dissipada pela carga resistiva
- b) o ciclo de trabalho
- c) o valor médio da corrente na fonte
- d) o valor médio da corrente na chave

**Solução**

- a) A potência média dissipada pela carga é:

$$P_o = I_o^2 R = 100^2 (2) = 20 \text{ kW}$$

- b) Da Equação 9.18,

$$V_o = V_i \left( \frac{1}{1-d} \right)$$

A tensão média de saída pode ser determinada a partir de:

$$P_o = V_o^2 / R$$

$$V_o = \sqrt{P_o R} = \sqrt{20 (10^3) \cdot 2} = 200 \text{ V}$$

Agora,  $1 - d = V_i / V_o = 100 / 200 = 0,5$

$$d = 0,5$$

- c) A potência na entrada é:

$$P_i = V_i \cdot I_i$$

A fonte de corrente média é:

$$I_i = P_i / V_i$$

Desprezadas as perdas,

$$P_i = P_o = 20 \text{ kW}$$

Portanto,

$$I_i = 20 (10^3) / 100 = 200 \text{ A}$$

d) A corrente média no diodo é a mesma na carga, uma vez que a corrente média no capacitor é nula.

$$I_D = I_o = 100 \text{ A}$$

A corrente que passa pela chave pode ser encontrada com a aplicação de KCL:

$$I_i = I_{sw} + I_D$$

ou

$$I_{sw} = I_i - I_D = 200 - 100 = 100 \text{ A}$$

### Exemplo 9.9

Na Figura 9.13,  $V_i = 50 \text{ V}$ ,  $V_o = 75 \text{ V}$ ,  $L = 2 \text{ mH}$ ,  $R = 2 \text{ } \Omega$  e  $T_{ON} = 1 \text{ ms}$ .

- Determine o ciclo de trabalho.
- Determine a frequência de chaveamento.
- Determine  $I_{i(ON)}$  e  $I_{o(ON)}$ .
- Plote a forma de onda para  $i_{sw}$  e  $i_D$ .

### Solução

a) Da Equação 9.18,

$$V_o = V_i \left( \frac{1}{1-d} \right)$$

$$75 = 50 \left( \frac{1}{1-d} \right)$$

$$\frac{75}{50} = \frac{1}{1-d}$$

$$1,5 = \frac{1}{1-d}$$

$$1,5 - 1,5d = 1$$

$$-1,5d = -0,5$$

$$d = 1/3$$

$$= 0,33$$

$$b) d = T_{ON}/T$$

$$0,33 = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{T}$$

$$T = 3 \text{ ms}$$

$$f_c = \frac{1}{T}$$

$$= \frac{1}{3 \cdot 10^{-3}}$$

$$= 333,3 \text{ Hz}$$

c) Da Equação 9.19,

$$I_i = \frac{V_o^2}{V_i} \cdot \frac{1}{R}$$

$$= \frac{75^2}{50} \cdot \frac{1}{2}$$

$$= 56,25 \text{ A}$$

e da Equação 9.20,

$$I_o = I_i (1 - d)$$

$$= 56,25 (1 - 0,33)$$

$$= 37,7 \text{ A}$$

d) As plotagens de  $i_{sw}$  e  $i_D$  são mostradas na Figura 9.16.

$$v_L = V_i = L di_i/dt$$

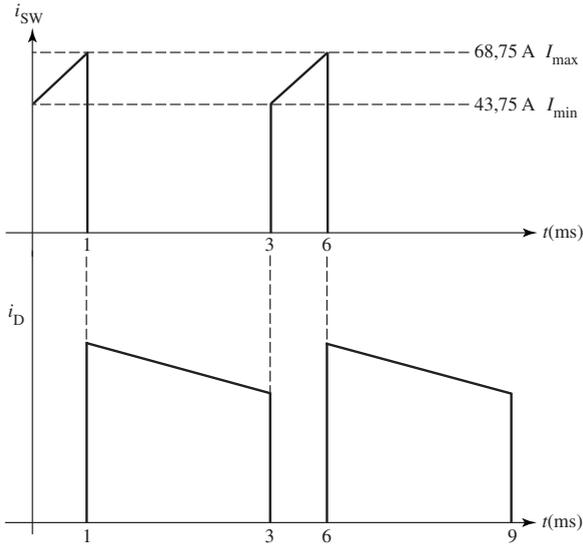
$$\frac{di_i}{dt} = \frac{V_i}{L}$$

$$\frac{\Delta I_i}{\Delta t} = \frac{V_i}{L}$$

$$\Delta I_i = \frac{V_i}{L} T_{ON}$$

$V_i T_{ON}$  é o volt-seg no indutor.

Figura 9.16: Formas de onda de corrente para o Exemplo 9.9 (fora de escala).



Portanto,

$$\Delta I_i = 50 (10^{-3})/2 (10^{-3}) = 25 \text{ A}$$

$$I_{\max} = 56,25 + 25/2 = 68,75 \text{ A}$$

$$I_{\min} = 56,25 - 25/2 = 43,75 \text{ A}$$

### Exemplo 9.10

O chopper *step-up* mostrado na Figura 9.13 fornece potência para uma carga resistiva de  $20 \Omega$  com  $120 \text{ V}$ . A fonte de tensão DC é de  $40 \text{ V}$  e a indutância da carga, de  $0,2 \text{ mH}$ . Se a frequência do chopper for de  $4 \text{ kHz}$ , determine:

- o ciclo de trabalho
- o valor médio da fonte de corrente
- $T_{\text{ON}}$
- $I_{\max}$
- $I_{\min}$
- o valor médio da corrente no diodo

### Solução

a) Da Equação 9.18,

$$V_o = V_i \left( \frac{1}{1-d} \right)$$

$$1-d = 40/120 = 0,33$$

$$d = 0,67$$

$$b) I_i = \frac{V_i}{(1-d)^2 R} = 40/(1-0,67)^2 \cdot 20 = 18,4 \text{ A}$$

$$c) T = 1/f_c = 250 \text{ } \mu\text{s}$$

$$d = T_{\text{ON}}/T = 0,67$$

$$T_{\text{ON}} = 0,67 \cdot 250 (10^{-6}) = 167,5 \text{ } \mu\text{s}$$

$$\begin{aligned} d) I_{\text{max}} &= V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} + \frac{T_{\text{ON}}}{2L} \right] \\ &= 40 \left[ \frac{1}{20(1-0,67)^2} + \frac{167,5(10^{-6})}{2 \cdot 0,2(10^{-3})} \right] \\ &= 40 [0,46 + 0,42] = 35,2 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e) I_{\text{min}} &= V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T_{\text{ON}}}{2L} \right] \\ &= 40 [0,46 - 0,42] = 1,6 \text{ A} \end{aligned}$$

f) A corrente média no diodo é a mesma na carga, uma vez que a corrente média no capacitor é nula.

Portanto,

$$\begin{aligned} I_D &= I_o \\ &= V_o/R \\ &= 120/20 \\ &= 6 \text{ A} \end{aligned}$$

### Exemplo 9.11

O chopper *step-up* mostrado na Figura 9.13 fornece potência para uma carga com resistência de  $1,5 \Omega$  e indutância de  $0,8 \text{ mH}$ . A fonte de tensão DC é de  $50 \text{ V}$  e a tensão na carga, de  $75 \text{ V}$ . Se o tempo no estado *ligado* for de  $1,5 \text{ ms}$ , determine:

- a frequência de chaveamento do chopper
- o valor médio da fonte de corrente
- $I_{\text{max}}$
- $I_{\text{min}}$

Depois desenhe as formas de onda da tensão  $u_L$  e da corrente  $i_L$  no indutor.

**Solução**

a) Da Equação 9.18,

$$V_o = V_i \left( \frac{1}{1-d} \right)$$

$$1 - d = 50/75$$

$$= 0,67$$

$$d = 0,33$$

$$T_{ON}/T = 0,33$$

$$T = T_{ON}/0,33$$

$$= 1,5 (10^{-3})/0,33$$

$$= 4,5 \text{ ms}$$

A frequência de chaveamento do chopper é:

$$f = 1/4,5 (10^{-3}) = 222 \text{ Hz}$$

$$\text{b) } I_i = \frac{V_i}{(1-d)^2 R} = 50/(1-0,33)^2 \cdot 1,5 = 74,25 \text{ A}$$

$$\begin{aligned} \text{c) } I_{\max} &= V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} + \frac{T_{ON}}{2L} \right] \\ &= 50 \left[ \frac{1}{1,5(1-0,33)^2} + \frac{1,5(10^{-3})}{2 \cdot 0,8(10^{-3})} \right] \\ &= 50 (1,48 + 0,937) = 120,85 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{d) } I_{\min} &= V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T_{ON}}{2L} \right] \\ &= 50 (1,48 - 0,937) \\ &= 27,4 \text{ A} \end{aligned}$$

e) As plotagens de  $v_L$  e  $i_L$  são mostradas na Figura 9.17.

**9.5 Choppers buck-boost**

O circuito chopper *buck-boost* DC para DC combina os conceitos dos choppers *step-up* e *step-down*. A tensão de saída pode ser mais alta, igual ou menor do que a tensão de entrada. Uma inversão da polaridade na tensão de saída também pode

ocorrer. A configuração do circuito é mostrada na Figura 9.18a. A chave pode ser qualquer dispositivo de chaveamento controlado, como um transistor de potência, um tiristor GTO ou um IGBT.

Figura 9.17: Plotagens de  $v_L$  e de  $i_i$  (fora de escala).

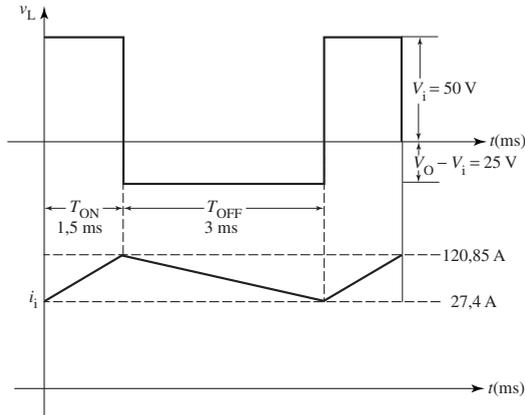
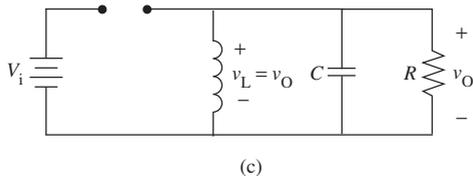
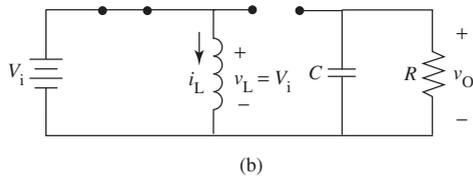
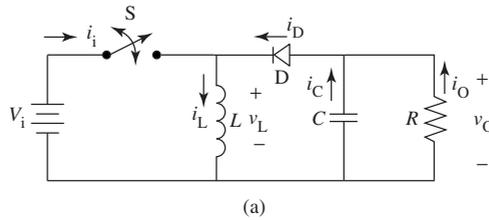


Figura 9.18: a) Chopper DC *buck-boost*; b) circuito equivalente com a chave ligada; c) circuito equivalente com a chave desligada.

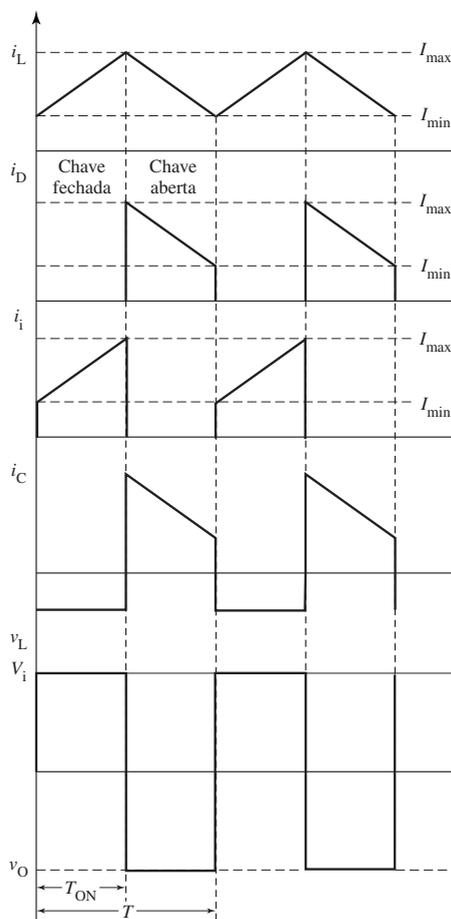


Quando S estiver ligada, o diodo D ficará inversamente polarizado e  $i_D$  será nula. O circuito pode ser simplificado, como mostra a Figura 9.18b. A tensão no indutor é igual à tensão de entrada, e a corrente no indutor  $i_L$  aumenta de modo linear com o tempo. Quando S estiver desligada, a fonte será desconectada. A corrente no indutor não poderá variar de imediato; logo, polarizará o diodo diretamente e fornecerá um caminho para a corrente na carga. A tensão de saída se tornará igual à tensão no indutor. O circuito pode ser simplificado, como mostra a Figura 9.18c. As formas de onda de tensão e de corrente são apresentadas na Figura 9.19.

Com a chave ligada ( $T_{ON}$ ),

$$W_{ON} = V_i I_i T_{ON}$$

**Figura 9.19:** Formas de onda de tensão e de corrente para um chopper *buck-boost*.



Com a chave desligada ( $T_{\text{OFF}}$ ),

$$W_{\text{OFF}} = V_o I_i T_{\text{OFF}}$$

Ignoradas as perdas,

$$W_{\text{ON}} = W_{\text{OFF}}$$

$$V_i I_i T_{\text{ON}} = V_o I_i T_{\text{OFF}}$$

ou

$$V_o = V_i \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{OFF}}}$$

Agora,

$$d = \frac{T_{\text{ON}}}{T}$$

$$T_{\text{ON}} = d T$$

e

$$T = T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}$$

$$T_{\text{OFF}} = T - T_{\text{ON}}$$

$$T_{\text{OFF}} = T - T_{\text{ON}}$$

$$= T \left( 1 - \frac{T_{\text{ON}}}{T} \right)$$

$$= T (1 - d)$$

Substituindo em  $V_o$ ,

$$V_o = V_i \frac{dT}{(1-d)T}$$

$$V_o = \frac{d}{1-d} V_i$$

**9.28**

A tensão de saída pode ser controlada com a variação do ciclo de trabalho  $d$ . Dependendo do valor de  $d$ , a tensão de saída pode ser mais alta, igual ou menor do que a tensão de entrada. Quando  $d > 0,5$ , a tensão de saída será maior do que a de entrada e o circuito operará no modo *step-up*. Se  $d < 0,5$ , a tensão de saída

será menor do que a de entrada e o circuito atuará como um chopper *step-down*. O *buck-boost* pode passar do modo de operação *step-down* para o *step-up* de modo muito suave e rápido. Basta variar os sinais de controle para a chave S.

Agora, da Equação 9.7,

$$I_L = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2}$$

$$I_i = I_L d = \left( \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \right) d$$

A potência média de entrada é:

$$\begin{aligned} P_i &= V_i \cdot I_i \\ &= \left( \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \right) d V_i \end{aligned}$$

A potência de saída é:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R}$$

Desprezadas as perdas de potência, a potência de entrada deve ser igual à de saída:

$$\left( \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \right) d V_i = \frac{V_o^2}{R}$$

$$I_{\max} + I_{\min} = \frac{2 V_o^2}{R d V_i}$$

Substituindo  $V_o$  da Equação 9.28,

$$I_{\max} + I_{\min} = \frac{2 d^2 V_i^2}{R d (1-d)^2 V_i} = \frac{2 d V_i}{R (1-d)^2} \quad \mathbf{9.29}$$

Com a chave fechada ( $T_{ON}$ ),

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} T_{ON}$$

ou

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_i}{L} T_{ON} = \frac{V_i}{L} d T \quad \mathbf{9.30}$$

Somadas as Equações 9.29 e 9.30,

$$2 I_{\max} = \frac{2 d V_i}{R(1-d)^2} + \frac{V_i}{L} d T$$

$$I_{\max} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} + \frac{T}{2 L} \right] d \quad 9.31$$

De maneira semelhante,  $I_{\min}$  é dada por:

$$I_{\min} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T}{2 L} \right] d \quad 9.32$$

A ondulação pico a pico da corrente na entrada  $I_i$  é dada por:

$$I_{p-p} = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_i T d}{L} \quad 9.33$$

Para condições de corrente contínua, o valor mínimo da indutância requerido é obtido ao se estabelecer a Equação 9.32 igual a zero:

$$I_{\min} = 0 = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T}{2 L} \right] d$$

$$\frac{1}{R(1-d)^2} = \frac{T d}{2 L}$$

Resolvendo para  $L$ ,

$$L = \frac{R T d (1-d)^2}{2} \quad 9.34$$

### Exemplo 9.12

O chopper *buck-boost* mostrado na Figura 9.18 fornece potência para uma carga com resistência de  $1,5 \Omega$  e indutância de  $0,8 \text{ mH}$ . A fonte de tensão DC é de  $50 \text{ V}$  e a tensão na carga, de  $75 \text{ V}$ . Se o tempo no estado *ligado* for de  $1,5 \text{ ms}$ , determine:

- a frequência de chaveamento do chopper
- $I_{\max}$
- $I_{\min}$
- o valor médio da corrente de entrada
- o valor médio da corrente no diodo
- a ondulação pico a pico da corrente de entrada
- a indutância mínima requerida para operação com corrente contínua

**Solução**

a) Da Equação 9.28,

$$V_o = V_i \left( \frac{d}{1-d} \right)$$

$$75 = 50 \left( \frac{d}{1-d} \right)$$

$$d = 0,6$$

$$\frac{T_{ON}}{T} = 0,06$$

$$T = \frac{1,5(10^{-3})}{0,6} = 2,5 \text{ ms}$$

$$f = 1/T = 400 \text{ Hz}$$

b) Da Equação 9.31,

$$I_{\max} = 50 \left[ \frac{1}{1,5(1-0,6)^2} + \frac{2,5(10^{-3})}{2 \cdot 0,8(10^{-3})} \right] 0,6$$

$$= 50 (4,2 + 1,6) 0,6 = 144 \text{ A}$$

c)  $I_{\min} = 50 (4,2 - 1,6) 0,6 = 78 \text{ A}$

d)  $I_i = \left( \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \right) d = \frac{(144 + 78)}{2} 0,6 = 66 \text{ A}$

e) O valor médio da corrente no diodo é:

$$I_D = I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{75}{1,5} = 50 \text{ A}$$

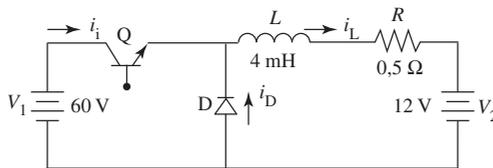
f)  $I_{p-p} = I_{\max} - I_{\min} = 144 - 78 = 66 \text{ A}$

g)  $L = \frac{RT d(1-d)^2}{2} = \frac{1,5 \cdot 2,5(10^{-3}) 0,6(1-0,6)^2}{2} = 180 \text{ } \mu\text{H}$

## 9.6 Problemas

- 9.1** O que significa o termo *chopper*? Apresente algumas aplicações.
- 9.2** Explique o princípio básico de operação de um chopper *step-down*.
- 9.3** Explique o princípio básico de operação de um chopper *step-up*.
- 9.4** Para um circuito chopper *step-down*, temos as seguintes informações:  $V_1 = 120$  V,  $L = 0,8$  mH,  $R = 0,1$   $\Omega$ ,  $T = 2$  ms e  $T_{ON} = 1$  ms. Se o chopper operar no modo de corrente contínua, determine:
- a tensão média de saída
  - a corrente média na saída
  - o valor máximo da corrente na saída
  - o valor mínimo da corrente na saída
  - o valor mínimo da corrente, caso ela seja não-contínua
- 9.5** Um circuito chopper *buck* opera com freqüência de 1 kHz. A fonte de tensão é de 110 V e a tensão na carga, de 75 V. Calcule  $T_{ON}$  e  $T_{OFF}$ .
- 9.6** Um circuito chopper *buck* está ligado a uma fonte DC de 100 V e tem uma tensão na carga de 50 V. Se a corrente média na saída for de 10 A, determine:
- o ciclo de trabalho
  - os valores da corrente média e RMS na entrada
  - os valores da corrente média e RMS no diodo
  - a ondulação pico a pico
- 9.7** O circuito de um carregador de bateria, como mostra a Figura 9.20, opera na freqüência de 2 kHz. Determine:
- o ciclo de trabalho e o tempo no estado *ligado*
  - o valor médio de  $i_i$ ,  $i_D$  e  $i_L$
  - a potência fornecida à bateria de 12 V

Figura 9.20: Ver Problema 9.7.



- 9.8** Um chopper *step-down* opera na freqüência de 1 kHz com um ciclo de trabalho de 0,40. Se a resistência de carga for de 4  $\Omega$  e a indutância, de 0,8 mH, determine:
- o valor médio da corrente na saída
  - $I_{max}$
  - $I_{min}$
  - a ondulação pico a pico

- 9.9** Com referência à Figura 9.6, calcule  $V_o$ ,  $I_i$ ,  $I_D$  e  $P_o$  se  $V_i = 500$  V,  $T = 15$  ms,  $T_{\text{OFF}} = 10$  ms e  $R = 1 \Omega$ .
- 9.10** Um circuito chopper *step-down* opera em 8 kHz e fornece 100 W com 15 V a uma carga resistiva. Se a fonte de tensão for de 25 V, determine o valor de  $L$  requerido para corrente contínua.
- 9.11** Com referência à Figura 9.7, mostre que o valor médio ou DC

$$I_o = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2}$$

b) da fonte de corrente é:

$$I_i = \frac{T_{\text{ON}}}{T} \frac{(I_{\max} + I_{\min})}{2}$$

- 9.12** Na Figura 9.6,  $V_i = 100$  V,  $L = 10$  mH,  $R = 2 \Omega$ ,  $T = 10$  ms e  $T_{\text{ON}} = 5$  ms. Plote exatamente a corrente na carga e mostre que ela é não-contínua.
- 9.13** Repita o Problema 9.12 com  $T_{\text{ON}} = 0,1$  ms e mostre que a corrente é contínua.
- 9.14** Para um circuito chopper *step-up*, temos a seguinte informação:  $V_i = 20$  V,  $L = 10 \mu\text{H}$ ,  $R = 0,1 \Omega$ ,  $T = 10 \mu\text{s}$  e  $d = 0,4$ . Se o chopper operar no modo contínuo, determine:
- a tensão média de saída
  - o valor máximo da corrente na saída
  - o valor mínimo da corrente na saída
- 9.15** Um circuito chopper *boost* opera com frequência de 10 kHz. A fonte de tensão é de 50 V e a tensão na carga, de 70 V. Calcule  $T_{\text{ON}}$  e  $T_{\text{OFF}}$ .
- 9.16** Um circuito chopper *boost* está ligado a uma fonte DC de 30 V e a tensão na carga é de 50 V. Se a frequência de chaveamento for de 50 kHz, determine:
- o ciclo de trabalho
  - o valor mínimo de  $L$  para garantir uma corrente contínua no indutor
- 9.17** Um chopper *buck-boost* fornecido de uma fonte de 20 V opera em uma frequência de 50 kHz com um ciclo de trabalho de 0,40. Se a resistência de carga for de  $20 \Omega$ , determine:
- a tensão de saída
  - o valor mínimo de  $L$  para uma corrente contínua no indutor
- 9.18** Com referência à Figura 9.18, calcule  $V_o$ ,  $I_{\max}$ ,  $I_{\min}$  e o valor de  $L$  para uma corrente contínua no indutor quando  $V_i = 50$  V,  $T = 15 \mu\text{s}$  e  $T_{\text{OFF}} = 10 \mu\text{s}$ .

**9.19** Um circuito chopper *buck-boost* opera em 8 kHz e fornece 100 W com 25 V a uma carga resistiva. Se a fonte de tensão for de 15 V, determine o valor de  $L$  requerido para corrente contínua.

## 9.7 Equações

$$V_o I_o = V_i I_i \quad 9.1$$

$$V_o = \frac{T_{\text{ON}}}{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}} V_i \quad 9.2$$

$$d = \frac{T_{\text{ON}}}{T} \quad 9.3$$

$$V_o = d V_i \quad 9.4$$

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{d V_i}{R} \quad 9.5$$

$$V_{o(\text{RMS})} = V_i \sqrt{d} \quad 9.6$$

$$I_L = \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}}{2} \quad 9.7$$

$$I_{\text{max}} + I_{\text{min}} = 2 \frac{V_o}{R} \quad 9.8$$

$$I_{\text{max}} - I_{\text{min}} = \frac{V_o}{L} T_{\text{OFF}} \quad 9.9$$

$$I_{\text{max}} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2L} T_{\text{OFF}} \quad 9.10$$

$$I_{\text{min}} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2L} T_{\text{OFF}} \quad 9.11$$

$$I_{\text{P-P}} = T_{\text{OFF}} \frac{V_o}{L} \quad 9.12$$

$$I_D = \frac{T_{\text{OFF}} I_o}{T} \quad 9.13$$

$$V_o = V_i d \quad 9.14$$

$$I_o = \frac{I_i}{d} \quad 9.15$$

$$L = \frac{T_{\text{OFF}}}{2} \cdot R \quad 9.16$$

$$W_{\text{OFF}} = (V_o - V_i) I_i T_{\text{OFF}} \quad 9.17$$

$$V_o = V_i \left( \frac{1}{1-d} \right) \quad 9.18$$

$$I_i = \frac{V_o^2}{V_i} \cdot \frac{1}{R} \quad 9.19$$

$$I_o = I_i(1-d) \quad 9.20$$

$$I_i = \frac{V_i}{(1-d)^2 R} \quad 9.21$$

$$I_{\text{max}} + I_{\text{min}} = 2 I_i \quad 9.22$$

$$I_{\text{max}} - I_{\text{min}} = \frac{V_i}{L} T_{\text{ON}} \quad 9.23$$

$$I_{\text{max}} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} + \frac{T_{\text{ON}}}{2L} \right] \quad 9.24$$

$$I_{\text{min}} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T_{\text{ON}}}{2L} \right] \quad 9.25$$

$$I_{\text{p-p}} = I_{\text{max}} - I_{\text{min}} = \frac{V_i T_{\text{ON}}}{L} \quad 9.26$$

$$L = \frac{RT_{\text{ON}}}{2} (1-d)^2 \quad 9.27$$

$$V_o = \frac{d}{1-d} V_i \quad 9.28$$

$$I_{\text{max}} + I_{\text{min}} = \frac{2dV_i}{R(1-d)^2} \quad 9.29$$

$$I_{\text{max}} - I_{\text{min}} = \frac{V_i}{L} T_{\text{ON}} = \frac{V_i}{L} dT \quad 9.30$$

$$I_{\text{max}} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} + \frac{T}{2L} \right] d \quad 9.31$$

$$I_{\text{min}} = V_i \left[ \frac{1}{R(1-d)^2} - \frac{T}{2L} \right] d \quad 9.32$$

$$I_{\text{p-p}} = I_{\text{max}} - I_{\text{min}} = \frac{V_i T d}{L} \quad 9.33$$

$$L = \frac{RT d(1-d)^2}{2} \quad 9.34$$

## Visão geral do capítulo

- 10.1** Introdução
- 10.2** O inversor básico
- 10.3** Inversores de fonte de tensão (VSIs)
  - 10.3.1** VSI em meia-ponte
  - 10.3.2** VSI em ponte completa
- 10.4** Técnicas de controle para inversores de tensão
  - 10.4.1** Controle da tensão de entrada DC fornecida para o inversor
  - 10.4.2** Controle da tensão de saída AC do inversor
  - 10.4.3** Controle da tensão no inversor
- 10.5** Modulação por largura de pulso (PWM)
  - 10.5.1** Modulação por largura de pulso simples
  - 10.5.2** Modulação por largura de pulso múltipla
  - 10.5.3** Modulação por largura de pulso senoidal (SPWM)
- 10.6** Inversores modulados por largura de pulso (PWM)
  - 10.6.1** Inversores monofásicos em ponte completa
  - 10.6.2** Inversores monofásicos em meia-ponte
- 10.7** Outros tipos básicos de inversores monofásicos
  - 10.7.1** Inversores com terminal central
- 10.8** Princípio básico do inversor trifásico VSI em ponte
  - 10.8.1** Tipo de condução por  $120^\circ$
  - 10.8.2** Tipo de condução por  $180^\circ$
- 10.9** Inversor de fonte ideal de corrente (CSI)
  - 10.9.1** Inversor monofásico de fonte de corrente em ponte
  - 10.9.2** CSI trifásico
- 10.10** Problemas
- 10.11** Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- explicar o que é um inversor;
- enumerar algumas aplicações para os inversores;
- descrever a operação básica de um inversor de fonte de tensão;
- explicar a operação de inversores de fonte de tensão em meia-ponte e ponte completa;
- descrever as técnicas de controle do inversor de tensão;
- descrever o princípio da modulação por largura de pulso;
- descrever o princípio da modulação por largura de pulso senoidal;
- descrever o princípio básico dos inversores trifásicos;
- descrever a operação básica dos inversores monofásico e trifásico de fonte de corrente.

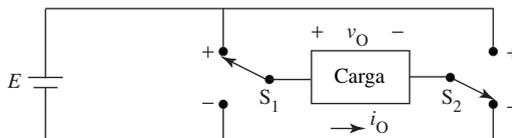
### 10.1 Introdução

Os inversores são circuitos estáticos (isto é, não têm partes móveis) que convertem potência DC em potência AC com a frequência e tensão ou corrente de saída desejada. A tensão de saída tem uma forma de onda periódica que, embora não-senoidal, pode, com uma boa aproximação, chegar a ser considerada como tal. Há muitos tipos de inversores, classificados de acordo com o número de fases, com a utilização de dispositivos semicondutores de potência, com os princípios de comutação e com as formas de onda de saída. Analisaremos primeiro o inversor monofásico. Depois discutiremos os inversores de fonte de tensão (*voltage source inverters* – VSI) e de fonte ideal de corrente (*current source inverters* – CSI). Por fim, estudaremos os princípios dos inversores trifásicos. Esses dispositivos são usados em muitas aplicações industriais, incluindo controles de velocidade para motores síncronos e de indução, aquecimento por indução, fontes de alimentação para aeronaves, fontes de alimentação de funcionamento contínuo (*uninterruptible power supplies* – UPS) e transmissão em alta tensão DC.

### 10.2 O inversor básico

O circuito básico para gerar uma tensão alternada monofásica, a partir de uma alimentação de potência DC, é mostrado na Figura 10.1. Esse circuito é também conhecido como inversor em H-ponte (meia-ponte) porque usa duas chaves semi-

Figura 10.1: Circuito básico de um inversor em meia-ponte.



condutoras. As chaves  $S_1$  e  $S_2$  ligam (e desligam) a fonte DC à carga de modo alternado, o que produz uma forma de onda retangular de tensão AC.

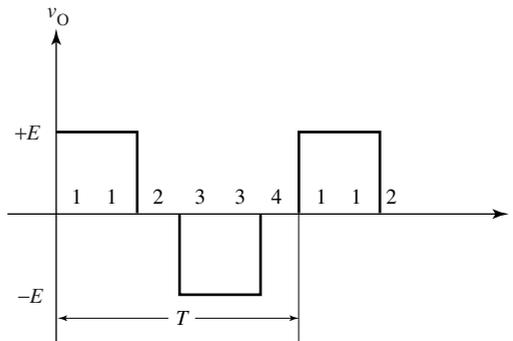
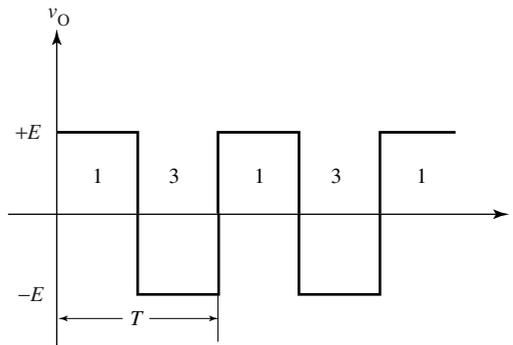
Uma vez que cada chave tem terminais positivo e negativo, a combinação das duas chaves fornece os quatro estados mostrados na Tabela 10.1.

Tabela 10.1

Estado	$S_1$	$S_2$	Tensão de saída
1	+	-	$+E$
2	-	-	0
3	-	+	$-E$
4	+	+	0

Quando os estados 1 e 3 são repetidos de maneira alternada, uma tensão de *onda quadrada* é gerada na carga, como mostra a Figura 10.2a. Se os estados 2 e 4, que fazem a tensão na carga ficar em zero, são usados, obtém-se uma *onda em degrau* ou uma *forma de onda quase quadrada*, como pode ser observado na Figura 10.2b.

Figura 10.2: Seqüência de chaveamento para o inversor em meia-ponte: a) saída em onda quadrada; b) saída em degrau.



A frequência da tensão que se alterna é determinada pela taxa de variação do chaveamento. Se o período de chaveamento for de  $T$  segundos, a frequência  $f$  será:

$$f = 1/T \quad (\text{Hz}) \quad \mathbf{10.1}$$

A tensão de saída AC retangular do inversor serve para algumas aplicações. Entretanto, a tensão de saída senoidal é a forma de onda ideal para muitas aplicações. Dois métodos podem ser utilizados para tornar a saída o mais próximo possível de uma senóide. Um deles consiste em empregar um circuito filtro no lado da saída do inversor. Esse filtro deve ser capaz de deixar passar a grande potência de saída do dispositivo, o que significa ter um tamanho adequado. Isso aumenta o custo e o peso do inversor. Mais ainda, a eficiência ficará reduzida por causa das perdas adicionais de potência no filtro.

O segundo método, modulação por largura de pulso (*pulse width modulation* – PWM), usa um esquema de chaveamento no inversor para modificar a forma de onda da tensão de saída. A PWM será discutida na Seção 10.5.

### 10.3 Inversores de fonte de tensão (VSIs)

O inversor de fonte de tensão (VSI) é o mais empregado. Nele, a tensão da fonte de entrada DC é essencialmente constante e independente da corrente puxada pela carga. A tensão de entrada DC pode vir de uma fonte independente, como uma bateria, ou pode ser a saída de um retificador controlado. Um capacitor de valor grande é colocado em paralelo com a entrada da linha DC para o inversor. O capacitor garante que os eventos de chaveamento não alterem de modo significativo a tensão DC. Ele carrega e descarrega, de acordo com a necessidade de fornecimento de uma saída estável. O inversor converte a tensão de entrada DC em uma onda quadrada AC na saída da fonte.

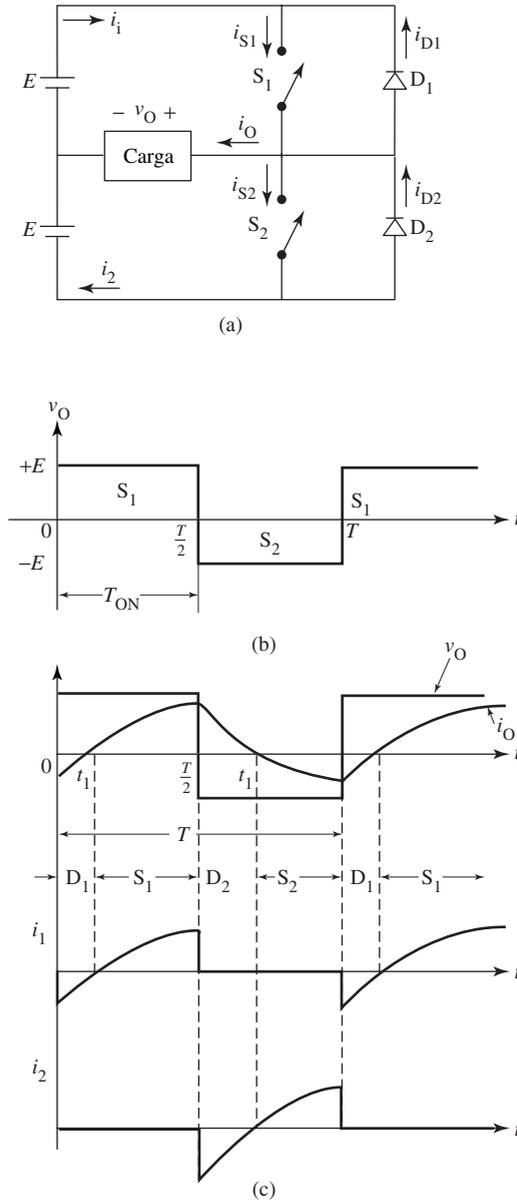
#### 10.3.1 VSI em meia-ponte

O inversor em meia-ponte, usado para aplicações de baixa potência, é o alicerce básico dos circuitos inversores. A Figura 10.3a mostra uma configuração de VSI monofásico em meia-ponte que utiliza duas chaves ( $S_1$  e  $S_2$ ) e duas fontes de alimentação DC. O dispositivo de chaveamento pode ser um transistor de potência — um BJT (*bipolar junction transistor* – transistor bipolar de junção) ou um MOSFET (*metal-oxide semiconductor field-effect transistor* – transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor), um tiristor GTO (*gate-turnoff thyristor* – tiristor de desligamento por porta) ou um SCR (*silicon controlled rectifier* – retificador controlado de silício), com seu circuito de comutação. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  são de retorno.

A Figura 10.3b mostra a forma de onda da tensão de saída com carga resistiva. As chaves passam para o estado *ligado* e *desligado* alternadamente: uma estará ligada enquanto a outra estiver desligada. No período de 0 a  $T/2$ , a chave  $S_1$  se mantém fechada, o que faz com que  $v_o = +E$ . Em  $T/2$ ,  $S_1$  fica aberta e  $S_2$ , fechada. Durante  $T/2$  a  $T$ , a tensão de saída  $v_o = -E$ . Portanto, essa tensão tem uma forma de onda retangular alternada com frequência  $f = 1/T$ . Ao controlar  $T$ , podemos

dominar a frequência das tensões de saída do inversor. Entretanto, deve-se tomar cuidado para não passar ambas as chaves ao estado *ligado*, pois nesse caso elas produziriam um curto na fonte DC.

**Figura 10.3:** Inversor de fonte de tensão em meia-ponte: a) diagrama do circuito; b) formas de onda de saída com carga  $R$ ; c) forma de onda com carga  $RL$ .



Se cada uma das chaves  $S_1$  e  $S_2$  for fechada por um intervalo  $T_{ON}$ , a tensão média da meia-onda de saída será dada por:

$$V_{o(avg)} = E \frac{T_{ON}}{T/2} = 2E \frac{T_{ON}}{T} = 2Ed \quad 10.2$$

onde  $d$ , o ciclo de trabalho, é dado por:

$$d = T_{ON}/T \quad 10.3$$

O valor RMS da tensão de saída é dado por:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{2d}E \quad 10.4$$

A forma de onda da corrente de saída depende da natureza da carga. Se for resistiva, a forma de onda da corrente será similar à da tensão e a corrente média da meia-onda de saída será dada por:

$$I_{o(avg)} = V_{o(avg)}/R \quad 10.5$$

e

$$\text{corrente média na chave} = I_{o(avg)}/2 \quad 10.6$$

A potência média absorvida pela carga é:

$$P_L = \frac{V_{o(RMS)}^2}{R} = 2d \frac{E^2}{R} \quad 10.7$$

Se a carga for indutiva, a corrente na saída não poderá sofrer inversão no mesmo instante em que a tensão de saída mudar de polaridade. Portanto, o diodo de retorno fornecerá um caminho para que a corrente de carga flua na mesma direção. As formas de onda de tensão e de corrente com uma carga  $RL$  são mostradas na Figura 10.3c. A corrente na saída  $i_o$  fica atrasada em relação à tensão de saída. Durante o intervalo de 0 a  $T/2$ , a tensão de saída  $v_o$  fica positiva. Portanto,  $S_1$  ou  $D_1$  estará conduzindo nesse intervalo. Entretanto, durante 0 a  $t_1$ , a corrente na saída  $i_o$  será negativa, indicando que  $D_1$  deve estar conduzindo. No período  $t_1$  a  $T/2$ ,  $i_o$  ficará positiva e, portanto,  $S_1$  deverá estar conduzindo. Em  $T/2$ ,  $S_1$  passará para o estado *desligado* e a corrente será transferida para  $D_2$ . Em  $t_2$ ,  $D_2$  passará para o estado *desligado* e  $S_2$ , para o *ligado*, a fim de assumir o controle da condução de  $t_2$  a  $T$ . O ciclo então se repete. A Figura 10.3c mostra também os dispositivos conduzindo durante os vários intervalos. Observe que os diodos de retorno conduzem somente quando a tensão e a corrente são de polaridades opostas.

As fontes de correntes DC  $i_1$  e  $i_2$  podem ser obtidas da forma de onda da corrente na saída, como mostra a Figura 10.3c. Durante o meio-período positivo da tensão de saída, a corrente é fornecida pela seção de cima da fonte DC; no meio-período negativo, é fornecida pela seção de baixo.

### Exemplo 10.1

O inversor monofásico em meia-ponte mostrado na Figura 10.4a produz uma onda de saída em degrau em uma carga resistiva.  $E = 100 \text{ V}$ ,  $d = 50\%$  e resistência de carga  $R = 1 \ \Omega$ .

- Plote as formas de onda para a tensão de saída ( $v_o$ ), as tensões nos SCRs ( $v_{\text{SCR1}}$  e  $v_{\text{SCR2}}$ ) e as fontes de correntes ( $i_1$  e  $i_2$ ).
- Determine a tensão direta máxima que a chave deve suportar.
- Determine a corrente média na carga.
- Determine a corrente média na chave.
- Determine a potência entregue à carga.

### Solução

a) As formas de onda são mostradas na Figura 10.4b. Se passarmos SCR<sub>1</sub> para o estado *ligado* em  $t = 0$  por um intervalo  $T_{\text{ON}}$ , a corrente de carga fluirá da fonte para a carga. No tempo  $t = T/2$ , enquanto SCR<sub>1</sub> permanecer desligado, SCR<sub>2</sub> passará para o estado ligado, a fim de conduzir corrente de carga na direção inversa. SCR<sub>2</sub> permanecerá ligado por um intervalo  $T_{\text{ON}}$  antes de passar ao estado desligado. SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub> permanecerão desligados o restante do período  $T$ . O ciclo, então, será repetido. A tensão de saída tem uma forma de onda retangular alternada de amplitude  $E$ . Uma vez que a carga é resistiva, a corrente na saída também tem forma retangular, com magnitude  $E/R$ .

b) A tensão na chave aberta é:

$$2 \times \text{tensão de alimentação DC} = 2 (100) = 200 \text{ V}$$

c) A tensão média na carga em um semiciclo é:

$$V_{\text{o(avg)}} = 2 E d = 2 (100) (0,5) = 100 \text{ V}$$

A corrente média na carga é:

$$V_{\text{o(avg)}}/R = 100/1 = 100 \text{ A}$$

d) corrente média na chave = corrente média na carga/2 =  $100/2 = 50 \text{ A}$

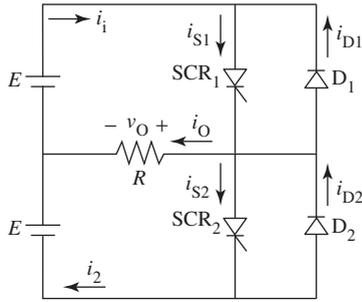
e) O valor RMS da tensão de saída é:

$$V_{\text{o(RMS)}} = \sqrt{2d} E = \sqrt{2 \cdot 0,5} (100) = 100 \text{ V}$$

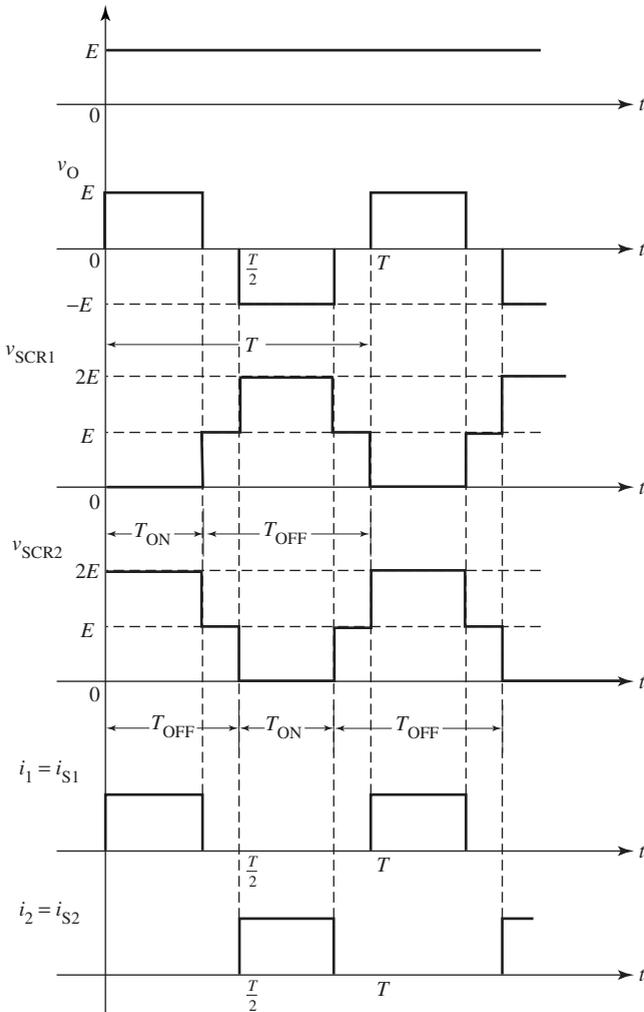
A potência entregue à carga é:

$$P_L = V_{\text{o(RMS)}}^2/R = 100^2/1 = 10 \text{ kW}$$

**Figura 10.4:** a) Diagrama do circuito para o Exemplo 10.1; b) formas de onda de tensão e de corrente.



(a)



(b)

### 10.3.2 VSI em ponte completa

#### 10.3.2.1 Com carga resistiva

Um VSI em ponte completa pode ser montado com dois VSIs em meia-ponte. A Figura 10.5 mostra o circuito básico para um inversor monofásico de fonte de tensão em ponte completa. São necessários quatro chaves e quatro diodos de retorno. A amplitude da tensão de saída — e portanto a potência de saída — é o dobro do modelo semiponte. As chaves são passadas para os estados *ligado* e *desligado* por pares em diagonal. Assim, ou as chaves  $S_1$  e  $S_4$  ou as  $S_2$  e  $S_3$  vão para o estado *ligado* em um semiciclo ( $T/2$ ). Portanto, a fonte DC fica ligada de maneira alternada à carga, em direções opostas. A frequência de saída é controlada pela taxa de velocidade, segundo a qual as chaves se abrem e se fecham. Se os pares de chaves passarem para o estado *ligado* em intervalos iguais, a forma de onda da tensão de saída será uma onda quadrada com um pico de amplitude  $E$ , como mostra a Figura 10.6a. A seqüência de chaveamento é fornecida na Tabela 10.2.

Figura 10.5: Inversor de fonte de tensão em ponte completa.

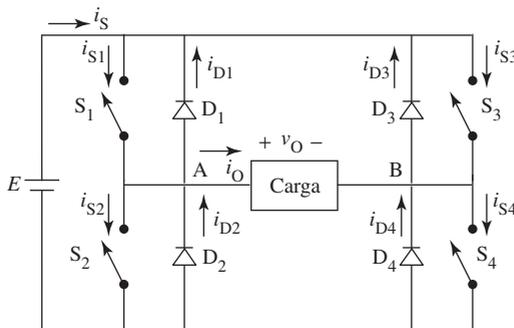
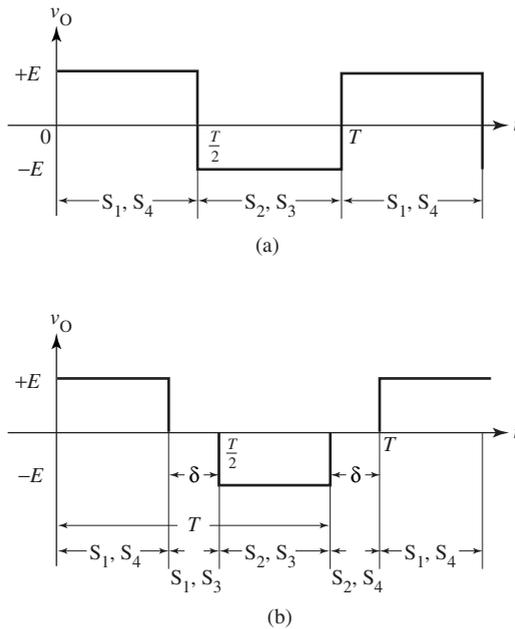


Tabela 10.2: Seqüência de chaveamento para uma saída em onda quadrada.

Estado	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	Tensão de saída
1	ligada	desligada	desligada	ligada	+E
2	desligada	ligada	ligada	desligada	-E
3	ligada	desligada	desligada	ligada	+E
4	desligada	ligada	ligada	desligada	-E

Uma comparação entre as formas de onda das Figuras 10.6a e 10.3b mostra que as formas de onda da tensão de saída dos inversores em meia-ponte e ponte completa são idênticas. Portanto, as mesmas equações podem ser aplicadas.

**Figura 10.6:** Seqüência de chaveamento e forma de onda de saída de um inversor em ponte:  
a) saída em onda quadrada; b) saída em degrau.



Quando o estado do chaveamento muda, enquanto se estiver passando de um estado para outro, ambos os pares de chaves devem estar desligados por um curto período. Isso impedirá que ocorra algum curto na fonte DC no estado transitório, em que as duas chaves podem estar se fechando ao mesmo tempo. Portanto, o chaveamento do estado *ligado* para o *desligado* deve ser feito o mais rápido possível, enquanto o do *desligado* para o *ligado* deve contar com um retardo apropriado, o que o faz levar um tempo definido.

Podemos controlar a tensão AC ao usar um terceiro estado da chave, durante o qual a tensão de saída é zero. A forma de onda da saída é a onda em degrau mostrada na Figura 10.6b. No terceiro estado da chave,  $S_1$  e  $S_3$  ou  $S_2$  e  $S_4$  se fecham por um tempo  $\delta$ , durante o qual  $v_o = 0$ . A seqüência de chaveamento é fornecida na Tabela 10.3.

O valor médio da tensão de saída é dado por:

$$V_{o(\text{avg})} = E \frac{(T/2) - \delta}{T/2} = E \left( 1 - \frac{\delta}{T/2} \right) = E \left( 1 - \frac{2\delta}{T} \right) \quad \mathbf{10.8}$$

O valor RMS da tensão de saída é dado por:

$$V_{o(\text{RMS})} = E \sqrt{1 - \frac{2\delta}{T}}$$

Portanto, a magnitude da tensão de saída pode ser controlada quando o par de chaves apropriado tiver retardado a passagem para o estado *ligado* depois de o par de chaves que está conduzindo ter sido desligado.

**Tabela 10.3:** Seqüência de chaveamento para uma saída em degrau.

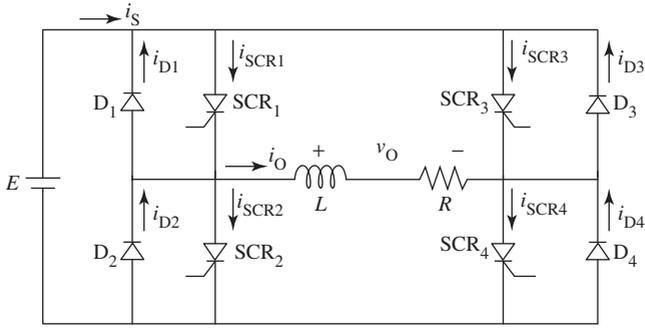
Estado	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	Tensão de saída
1	ligada	desligada	desligada	ligada	+E
2	ligada	desligada	desligada	ligada	+E
3	ligada	desligada	ligada	desligada	0
4	desligada	ligada	ligada	desligada	-E
5	desligada	ligada	ligada	desligada	-E
6	desligada	ligada	desligada	ligada	0
7	ligada	desligada	desligada	ligada	+E
8	ligada	desligada	desligada	ligada	+E

### 10.3.2.2 Com carga indutiva (RL)

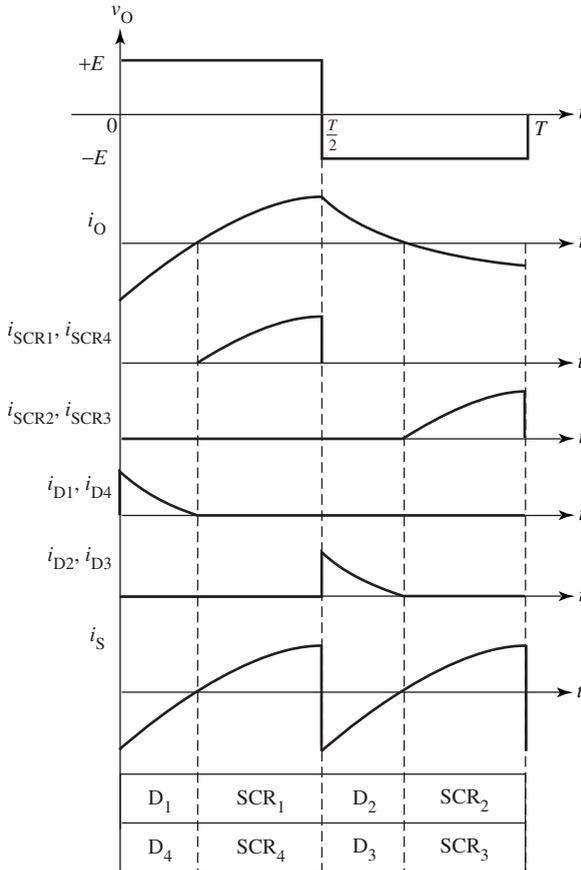
A Figura 10.7a mostra um inversor de fonte de tensão em ponte que usa SCRs como chaves e alimenta uma carga *RL*. A tensão de saída é uma forma de onda retangular, com um ciclo de trabalho de 50%. A forma de onda da corrente na saída tem forma exponencial. Quando a tensão de saída for positiva, a corrente crescerá exponencialmente. Durante o ciclo seguinte, quando a tensão de saída for negativa, a corrente cairá exponencialmente.

A função dos diodos de retorno é fornecer um caminho de volta para a corrente de carga, quando as chaves estiverem desligadas. Logo após  $SCR_2$  e  $SCR_3$  passarem para o estado *desligado* em  $t = 0$ , por exemplo, os diodos  $D_1$  e  $D_4$  irão ligar. A corrente de carga começará em um valor negativo e crescerá exponencialmente a uma taxa dada pela constante de tempo da carga ( $\tau = L/R$ ). A fonte de corrente DC, nesse período, é invertida e flui de fato para a fonte DC. Quando a corrente na saída chega a zero,  $D_1$  e  $D_4$  passam para o estado *desligado* e  $SCR_1$  e  $SCR_4$ , para o *ligado*. A tensão e a corrente na saída são positivas e produzem uma potência positiva. A corrente continua a crescer e alcança o valor máximo em  $t = T/2$ , quando  $SCR_1$  e  $SCR_4$  passam para o estado *desligado*. A tensão de saída se inverte, mas a corrente na saída continua a fluir na mesma direção. A corrente na saída somente pode fluir através dos diodos  $D_2$  e  $D_3$ , que ligam a fonte DC à carga, o que gera tensão inversa. A energia armazenada no indutor retorna à fonte DC e a corrente na saída agora cai de seu valor máximo e chega a zero. Logo que a corrente de carga parar,  $SCR_2$  e  $SCR_3$  podem conduzir para fornecer potência à carga. A corrente alcança seu valor máximo negativo em  $t = T$  e o ciclo se repete. A Figura 10.7b

**Figura 10.7:** Inversor em ponte completa com carga  $RL$ : a) diagrama do circuito; b) formas de onda com carga  $RL$ .



(a)



(b)

apresenta as formas de onda de tensão e de corrente. Também mostrados nas formas de onda estão os dispositivos que conduzem durante os vários intervalos. Observe, na forma de onda da fonte de corrente, que esta fica positiva quando as chaves conduzem e quando há potência entregue pela fonte. Mas se torna negativa quando os diodos conduzem e quando há potência absorvida pela fonte.

### Exemplo 10.2

Um inversor monofásico em ponte completa (Figura 10.7a) produz uma onda de saída em degrau, como mostra a Figura 10.8a, para uma carga resistiva.  $E = 200$  V,  $d = 50\%$  e resistência de carga  $R = 2 \Omega$ .

a) Plote as formas de onda para a corrente na saída ( $i_o$ ), as tensões nos SCR's ( $V_{SCR1}$ ,  $V_{SCR2}$ ,  $V_{SCR3}$  e  $V_{SCR4}$ ), as correntes no SCR ( $i_{SCR1}$ ,  $i_{SCR2}$ ,  $i_{SCR3}$  e  $i_{SCR4}$ ) e a fonte de corrente ( $i_s$ ).

- b) Determine a tensão direta máxima que a chave deve suportar.
- c) Determine a corrente média na carga.
- d) Determine a corrente média na chave.
- e) Determine a potência entregue à carga.
- f) Determine a fonte de corrente média.

### Solução

a) Se cada par em diagonal de SCR's passar, de modo alternado, para o estado *ligado*, e por um intervalo  $T_{ON}$  em um período  $T$ , as formas de onda de tensão e de corrente ficam como mostra a Figura 10.8b. Se fecharmos (ligarmos) SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>4</sub>, em  $t = 0$  por um intervalo  $T_{ON}$ , a corrente de carga fluirá da fonte para a carga. No tempo  $t = T/2$ , enquanto SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>4</sub> permanecem desligados, SCR<sub>2</sub> e SCR<sub>3</sub> são fechados para conduzir corrente de carga na direção inversa. SCR<sub>2</sub> e SCR<sub>3</sub> permanecem ligados por um intervalo  $T_{ON}$  antes de passar ao estado *desligado*, no restante do período  $T$ . O ciclo é então repetido. A tensão de saída tem uma forma de onda retangular alternada com amplitude  $E = 200$  V. Uma vez que a carga é resistiva, a corrente na saída tem a forma também retangular, com uma amplitude de  $E/R = 100$  A.

b) Quando qualquer um dos pares de chaves estiver ligado, ambas as chaves do outro, que não conduz, devem bloquear a tensão de alimentação  $E$ . Quando todas as chaves estiverem desligadas, cada uma deverá bloquear meia tensão de alimentação.

A tensão direta máxima que elas devem suportar é de  $E = 200$  V.

c) A tensão média de saída em semiciclo é:

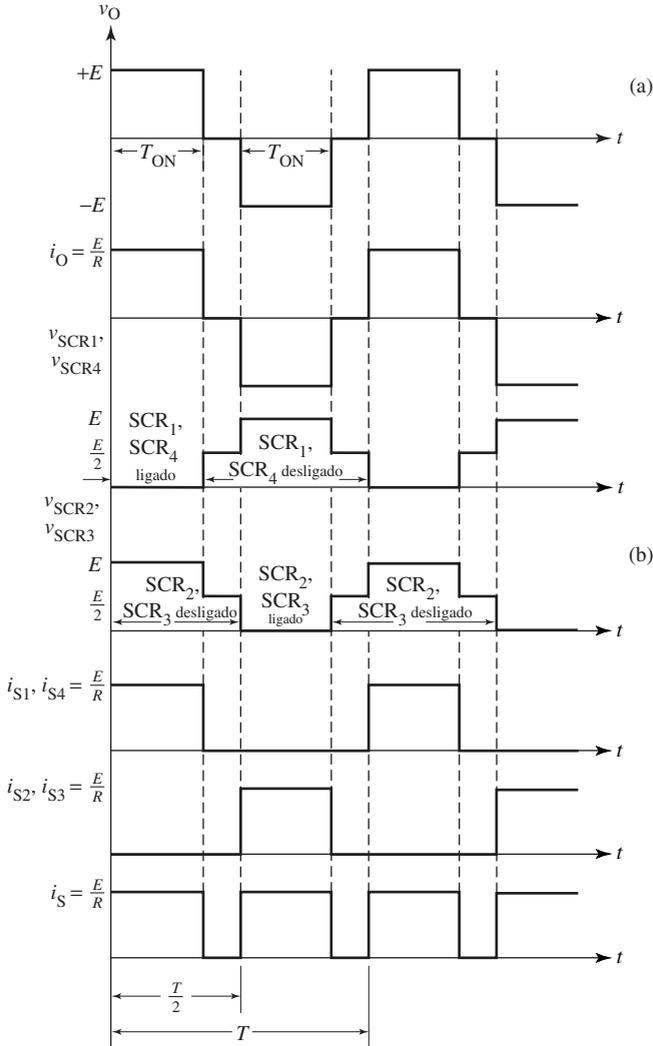
$$V_{o(\text{avg})} = 2 E d = 2 (200) (0,5) = 200 \text{ V}$$

A corrente média na carga é:

$$V_{o(\text{avg})}/R = 200/2 = 100 \text{ A}$$

d) corrente média na chave = corrente média na carga/2 =  $100/2 = 50$  A

Figura 10.8: Formas de onda de tensão e de corrente para o Exemplo 10.2.



e) O valor RMS da tensão de saída é:

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{2d} E = \sqrt{2 \cdot 0,5} 200 = 200 \text{ V}$$

A potência entregue à carga é:

$$P_L = V_{o(RMS)}^2 / R = 200^2 / 2 = 20 \text{ kW}$$

f) A potência fornecida pela fonte é a mesma da potência entregue à carga:

$$P_S = P_L = E I_S$$

$$I_S = \frac{20(10^3)}{200} = 100 \text{ A}$$

### Exemplo 10.3

Um inversor monofásico em ponte (Figura 10.7a) produz uma onda de saída em degrau na carga  $RL$ . Plote as formas de onda para a tensão de saída, para a corrente na saída, para a corrente na chave, para as correntes no diodo e para a fonte de corrente.

#### Solução

A onda de saída em degrau é mostrada na Figura 10.9a. Aqui, a operação do segundo caminho, na qual  $SCR_2$  e  $SCR_3$  estão presentes, é retardada por  $\delta^\circ$  em relação à operação do primeiro caminho, na qual  $SCR_1$  e  $SCR_4$  estão presentes. A largura do pulso de saída pode ser controlada com a variação do ângulo de retardo  $\delta$ . Dessa maneira, controla-se também a tensão de saída.

No instante da forma de onda da tensão de saída, quando  $SCR_2$  está ligado, a corrente na saída é transferida para o diodo  $D_2$ . Mas, como a chave  $SCR_4$  ainda está ligada, a corrente na saída segue através do diodo  $D_2$  e de  $SCR_4$ . Desse modo, coloca a carga em curto e produz uma tensão de saída zero.

Quando  $SCR_3$  é passado para o estado *ligado*, o único caminho para a corrente na saída é o diodo  $D_3$ ; isso conecta a fonte DC com a polaridade oposta.  $SCR_3$  e  $SCR_2$  vão para o estado *ligado* logo após a corrente na saída cair a zero. As correntes no SCR no primeiro ( $i_{SCR1}$  e  $i_{SCR2}$ ) e no segundo lado ( $i_{SCR3}$  e  $i_{SCR4}$ ) não são idênticas, como pode ser visto na Figura 10.9b. O mesmo acontece com as correntes no diodo.

## 10.4 Técnicas de controle para inversores de tensão

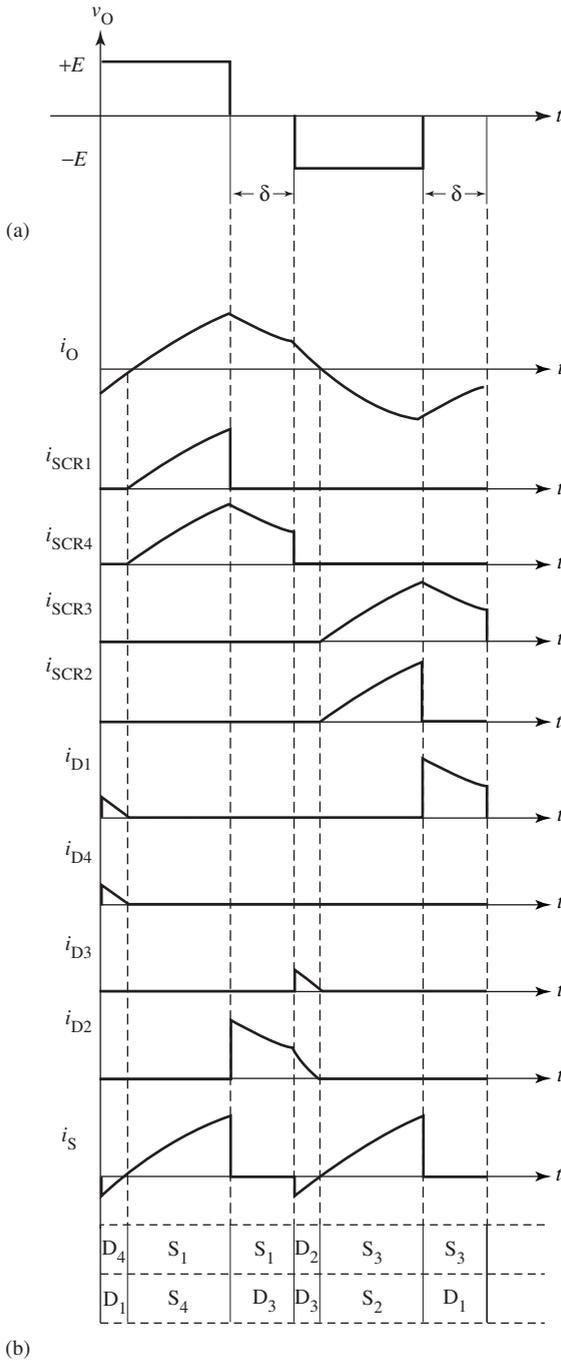
A maioria das aplicações de inversores requer algum modo de controle da tensão de saída AC. Vários métodos usados para isso podem ser classificados em três grandes categorias:

1. controle da tensão de entrada DC fornecida para o inversor;
2. controle da tensão de saída AC do inversor;
3. controle da tensão no inversor.

### 10.4.1 Controle da tensão de entrada DC fornecida para o inversor

Para um dado padrão de chaveamento, a tensão de saída do inversor é diretamente proporcional à tensão de entrada. Portanto, a variação da tensão de entrada DC fornecida é a maneira mais simples de controlar a tensão de saída. Se a fonte de potência for DC, então o uso de um chopper será o método principal para a

**Figura 10.9:** Inversor monofásico em ponte com carga  $RL$ : a) saída em degrau; b) formas de onda de tensão e de corrente.



obtenção de uma tensão DC variável. Entretanto, quando a tensão DC advém da tensão AC, o controle é mais fácil. Basta utilizar retificadores (controlados ou não-controlados) para conseguir, com um chopper, uma tensão de saída DC variável.

### 10.4.2 Controle da tensão de saída AC do inversor

Nesse método, a introdução de um regulador AC entre o inversor e a carga controla a tensão AC e, dessa maneira, também a tensão de saída do inversor.

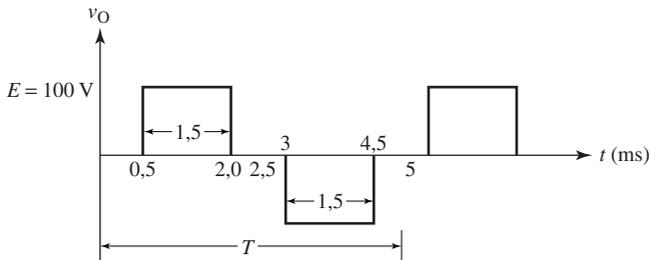
### 10.4.3 Controle da tensão no inversor

A modulação por largura de pulso (PWM) é o método mais comum para controlar a tensão. Nela, a tensão de saída é uma onda modulada por largura de pulso, controlada pela variação da duração dos pulsos. Esse processo é apresentado com detalhes na Seção 10.5.

#### Exemplo 10.4

A forma de onda da tensão de saída de um inversor PWM que alimenta uma carga resistiva é mostrada na Figura 10.10. Determine o valor RMS da tensão de saída e também o novo ciclo de trabalho necessário para reduzir a 75% a tensão de saída.

Figura 10.10: Forma de onda da tensão de saída para PWM.



#### Solução

O ciclo de trabalho do pulso é:

$$d = T_{ON}/T = 1,5 (10^{-3})/5 (10^{-3}) = 0,3$$

O valor médio quadrático da tensão de saída é:

$$V_o^2 = E^2 \cdot \frac{T_{ON}}{T/2} = 2 E^2 \cdot \frac{T_{ON}}{T} = 2 E^2 \cdot d$$

O valor RMS da tensão de saída é:

$$V_{o(\text{RMS})} = E\sqrt{2d} = 100\sqrt{0,6} = 77,5 \text{ V}$$

O ciclo de trabalho necessário para diminuir a tensão de saída a 0,75 (77,5) = 58,1 V é:

$$\sqrt{2d} = \frac{V_{o(\text{RMS})}}{E}$$

ou

$$d = \frac{V_{o(\text{RMS})}^2}{2 E^2} = \frac{58,1^2}{2(100^2)} = 0,17$$

## 10.5 Modulação por largura de pulso (PWM)

Os três métodos mais utilizados para modulação por largura de pulso enquadram-se no seguinte grupo:

1. modulação por largura de pulso simples;
2. modulação por largura de pulso múltipla;
3. modulação por largura de pulso senoidal.

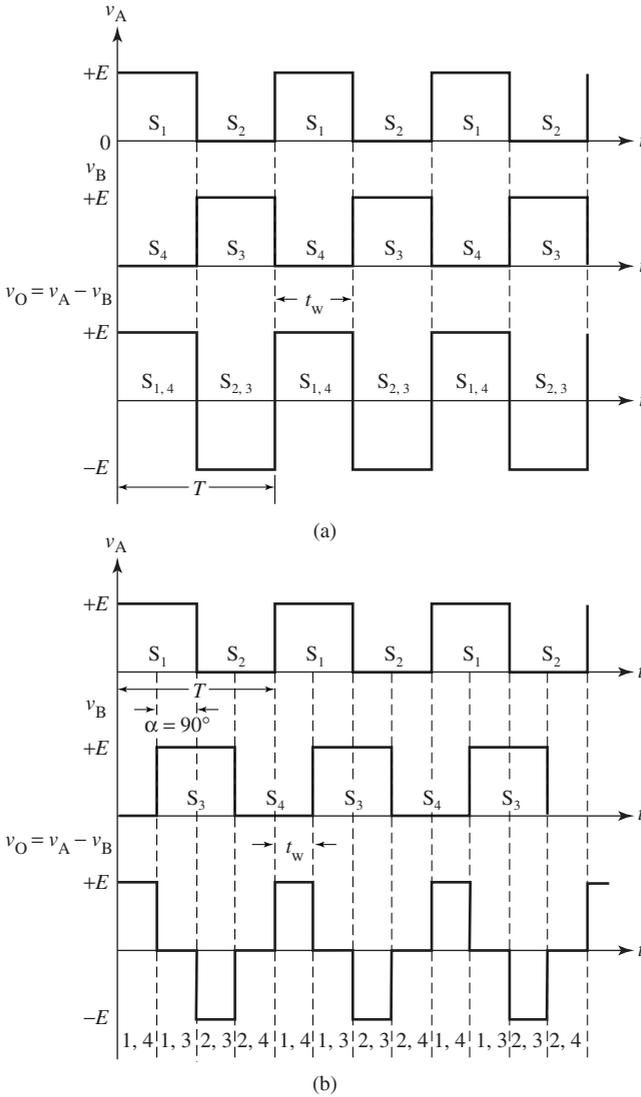
### 10.5.1 Modulação por largura de pulso simples

Nesse método de controle de tensão, a forma de onda da tensão de saída consiste em um único pulso a cada semiciclo da tensão de saída requerida. Para uma dada frequência ( $f = 1/T$ ), a largura do pulso  $t_w$  pode variar, a fim de controlar a tensão de saída AC. A forma de onda da tensão de saída de um inversor monofásico em ponte (ver Figura 10.5) sem modulação é mostrada na Figura 10.11a. Aqui as chaves  $S_1$  e  $S_4$  estão ligadas em um semiciclo e as  $S_2$  e  $S_3$ , no outro semiciclo, de modo a produzir a tensão máxima de saída.

Obtém-se o controle da tensão com a variação da fase de  $S_3$  e de  $S_4$  em relação a  $S_1$  e a  $S_2$ . A Figura 10.11b mostra a forma de onda da tensão de saída quando o intervalo de condução de  $S_3$  e de  $S_4$  está adiantado por um ângulo  $\delta = 90^\circ$ . Essa tensão é obtida com a adição das duas tensões de onda quadrada, deslocadas em fase uma em relação à outra. A tensão de saída consiste em pulsos alternados com uma largura de  $(180^\circ - \delta) = 90^\circ$ .

A tensão de saída pode ser ajustada, de maneira linear, de seu máximo (retardo de  $0^\circ$ ) a zero (retardo de  $180^\circ$ ), ou com o adiantamento de uma fase, ou com o retardo, da passagem para o estado *desligado*, de um par de chaves em relação ao outro.

**Figura 10.11:** Formas de onda de saída moduladas por largura de pulso simples: a) sem modulação; b) forma de onda modulada.



### 10.5.2 Modulação por largura de pulso múltipla

Em vez de reduzir a largura do pulso para controlar a tensão, a saída do inversor pode ser rapidamente chaveada passando para os estados *ligado* e *desligado* por diversas vezes, durante cada semiciclo, para fornecer um trem de pulsos de amplitude constante.

A Figura 10.12 mostra a idéia da modulação por largura de pulso múltipla. A forma de onda da tensão de saída consiste em  $m$  pulsos para cada semiciclo da tensão de saída requerida. Se  $f$  for a frequência de saída do inversor, a frequência dos pulsos ( $f_p$ ) de saída será dada por:

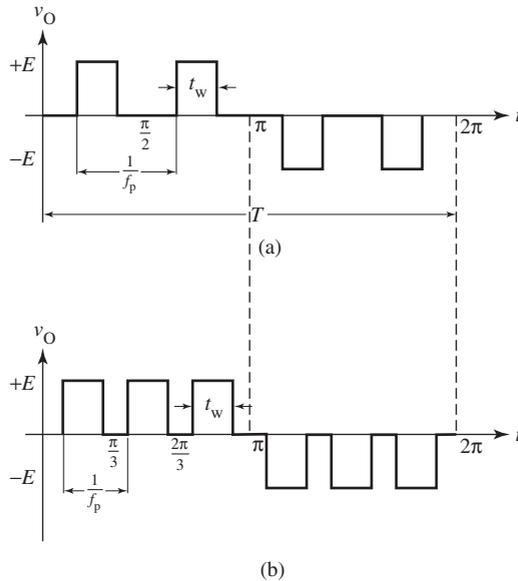
$$f_p = 2 f m$$

Portanto, o número de pulsos por ciclo é:

$$2m = f_p/f$$

A Figura 10.12a mostra a forma de onda da tensão de saída para  $m = 2$ . A largura do pulso  $t_w$  deve ser menor do que  $\pi/2$ . Na Figura 10.12b, para  $m = 3$ , fica claro que  $t_w < \pi/3$ . Em geral, a largura do pulso  $t_w \leq \pi/m$ .

**Figura 10.12:** Formas de onda moduladas por largura de pulso múltipla: a)  $m = 2$ ; b)  $m = 3$ .



Uma abordagem alternativa de controle da amplitude da tensão de saída é manter  $m$  constante e variar a largura do pulso  $t_w$  (ver Figura 10.13).

### 10.5.3 Modulação por largura de pulso senoidal (SPWM)

Na modulação por largura de pulso senoidal (*sinusoidal pulse-width modulation* – SPWM), a tensão de saída é controlada pela variação dos períodos nos estados *ligado* e *desligado*, de modo que os períodos *ligados* (largura do pulso) sejam mais longos no pico da onda. A Figura 10.14 mostra um padrão geral de SPWM.

Figura 10.13: Ciclo de trabalho variável com  $m = 5$  fixo.

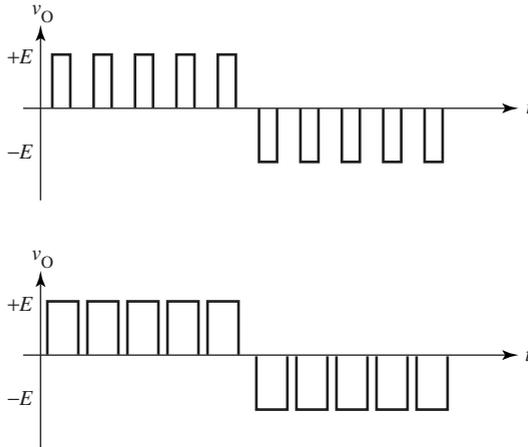
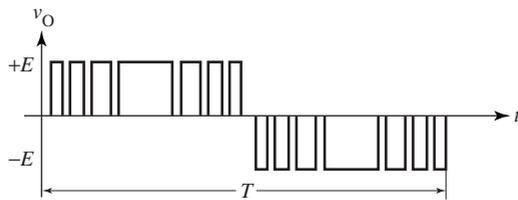


Figura 10.14: Padrão de modulação por largura de pulso senoidal.

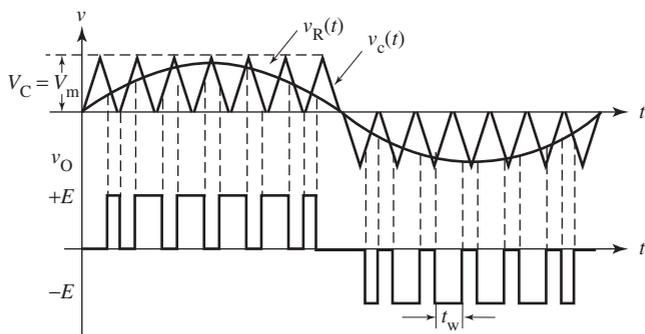


Os tempos de chaveamento são determinados como na Figura 10.15a.  $u_r(t)$  é uma onda senoidal de modulação de referência, com amplitude  $V_m$  e frequência  $f_m$ , igual à frequência desejada na saída do inversor. Uma portadora de alta frequência com onda triangular  $v_c(t)$ , com amplitude  $V_c$  e frequência  $f_c$ , é comparada à onda senoidal de referência. Os pontos de chaveamento são determinados pela interseção das ondas de  $v_c(t)$  e de  $u_r(t)$ . A largura do pulso  $t_w$  é determinada pelo tempo durante o qual  $v_c(t) < u_r(t)$  no semiciclo positivo de  $u_r(t)$  e  $v_c(t) > u_r(t)$  no semiciclo negativo de  $u_r(t)$ .

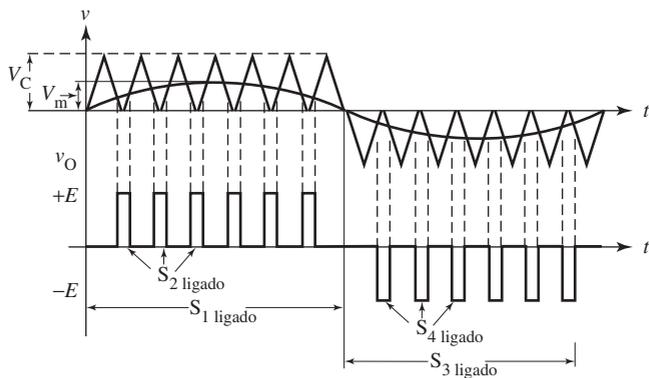
Os dois parâmetros de controle que regulam a tensão de saída são a relação de funcionamento do chopper e o índice de modulação. A relação de frequência  $f_c/f_m$  é conhecida como relação  $N$  da portadora de funcionamento do chopper. Ela determina o número de pulsos em cada semiciclo da tensão de saída do inversor. A relação  $V_m/V_c$  é denominada índice de modulação  $M$  ( $0 \leq M \leq 1$ ) e determina a largura dos pulsos e, portanto, o valor RMS da tensão de saída do inversor. O ajuste de  $M$  costuma ser feito pela variação da amplitude da onda de referência, enquanto a amplitude da onda portadora se mantém fixa. A frequência de saída do inversor muda com a variação da frequência da onda de referência. Na Figura 10.15a,  $N = 6$  e  $M = 1$ . A tensão máxima de saída ocorre com  $M = 1$ ; quando  $M = 0,5$ , a saída cai à metade (Figura 10.15b).

Em vez de usar uma onda portadora triangular com um deslocamento (*offset*), de modo a torná-la alternada (como mostra a Figura 10.15), pode-se utilizar uma portadora triangular sem deslocamento. Nesse caso, uma onda portadora triangular de frequência  $f_c$  e uma onda senoidal de modulação de referência com frequência  $f_m$  (a mesma requerida para a frequência de saída do inversor) são empregadas para regular a tensão de saída. A variação da amplitude da onda senoidal de referência altera a largura do pulso e controla a magnitude eficaz da forma de onda de saída.

**Figura 10.15:** Formas de onda moduladas por largura de pulso senoidal:  
a)  $M = 1$ ; b)  $M = 0,5$ .



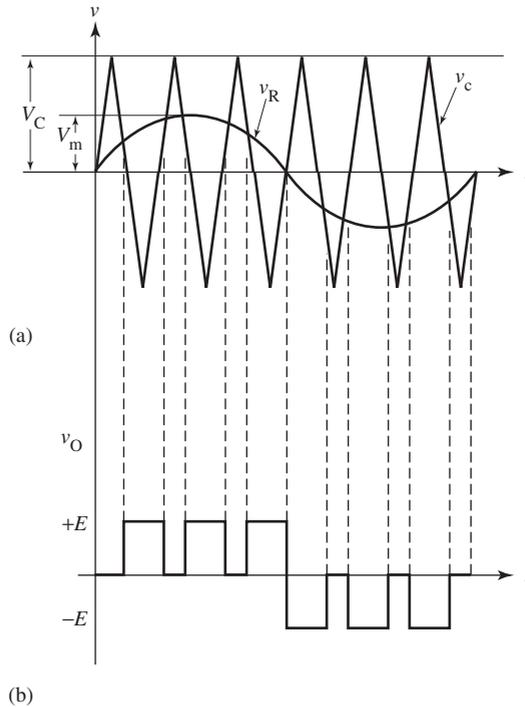
(a)



(b)

A onda portadora e a onda senoidal de referência são mostradas na Figura 10.16a. A forma de onda da tensão de saída  $v_o$  é apresentada na Figura 10.16b. Observe que o número de pulsos na saída, em um ciclo completo, é seis. Há também seis ondas portadoras de tensão nesse período. Portanto, a frequência de repetição do pulso do inversor é a mesma da frequência da portadora.

**Figura 10.16:** Formas de onda moduladas por largura de pulso senoidal:  
 a) sinais de referência; b) forma de onda da tensão de saída.



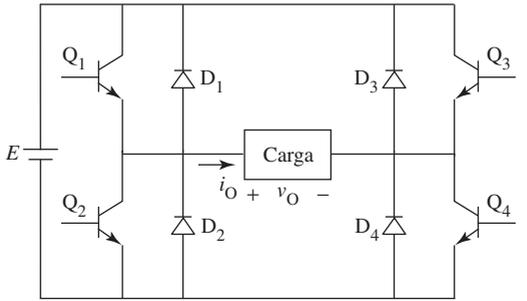
## 10.6 Inversores modulados por largura de pulso (PWM)

### 10.6.1 Inversores monofásicos em ponte completa

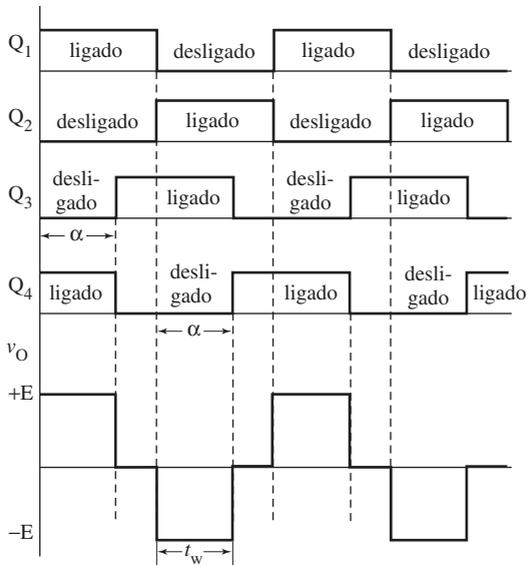
Em um inversor modulado por largura de pulso, a forma de onda da tensão de saída tem uma amplitude constante, cuja polaridade se inverte de maneira periódica, de modo a fornecer a freqüência fundamental na saída. A fonte de tensão é chaveada a intervalos regulares para fornecer uma tensão de saída variável. A tensão de saída do inversor é controlada pela variação da largura de pulso de cada ciclo da tensão de saída. A Figura 10.17a mostra um inversor monofásico em ponte com BJTs como chaves. As chaves  $Q_3$  e  $Q_4$ , do lado direito do inversor, passam para o estado *ligado* após o ângulo  $\alpha$ , em relação à passagem para o estado *ligado* das chaves  $Q_1$  e  $Q_2$  do lado esquerdo. A seqüência de chaveamento é mostrada na Tabela 10.4. A tensão de saída resultante  $v_o$ , apresentada na Figura 10.17b, tem uma largura do pulso  $t_w$  de  $\alpha$ . A mudança do ângulo de deslocamento  $\alpha$  pode alterar a tensão de saída do inversor.

Os inversores que usam transistores ou tiristores GTO podem operar em freqüências de chaveamento muito mais altas do que aqueles que usam SCRs convencionais. Portanto, são empregados nos inversores modulados por largura de pulso. Quando um inversor desse tipo opera com uma alta freqüência de chaveamento, as perdas são relativamente grandes, o que reduz a eficiência e cria problemas no resfriamento contra o calor dissipado.

**Figura 10.17:** Forma de onda moduladas por largura de pulso básica:  
 a) diagrama do circuito; b) forma de onda de saída na PWM.



(a)



(b)

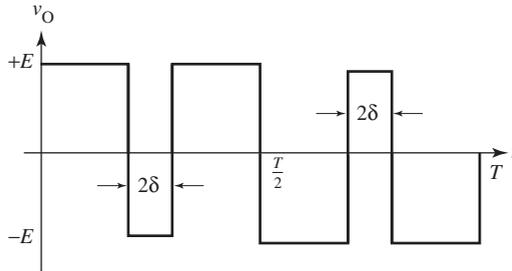
**Tabela 10.4**

$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$	$V_o$
ligado	desligado	desligado	ligado	$+E$
ligado	desligado	ligado	desligado	0
desligado	ligado	ligado	desligado	$-E$
desligado	ligado	desligado	ligado	0
ligado	desligado	desligado	ligado	$+E$
ligado	desligado	ligado	desligado	0

### 10.6.2 Inversores monofásicos em meia-ponte

Uma tensão de saída igual a zero é impossível com um inversor em meia-ponte — essa tensão só pode ser positiva ou negativa. Portanto, em vez de ficar igual a zero, ela poderá apenas reverter. A Figura 10.18 mostra a forma de onda PWM para um inversor em meia-ponte. Podemos controlar a tensão de saída ao controlar a largura  $2\delta$ .

**Figura 10.18:** Modulação por largura de pulso em um inversor em meia-ponte.



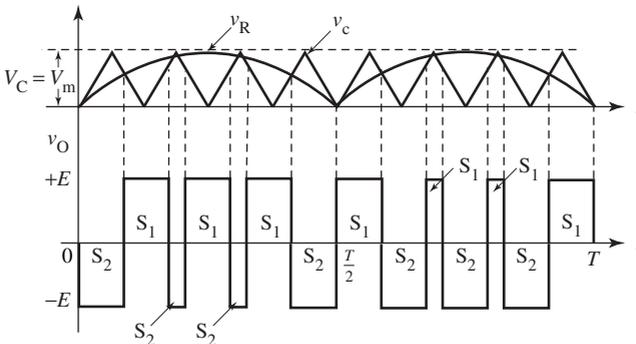
A modulação por largura de pulso senoidal (Figura 10.19) costuma ser utilizada com inversores em meia-ponte. Um sinal senoidal retificado de referência é comparado a uma onda portadora triangular. Durante o período em que o sinal de referência é mais alto do que a onda portadora, as chaves são operadas para fornecer pulsos no sentido positivo; do contrário, são fornecidos pulsos no sentido negativo.

Quando  $v_r > v_c$ ,  $S_1$  está ligada e  $v_o = +E$ .

Quando  $v_r < v_c$ ,  $S_2$  está ligada e  $v_o = -E$ .

A condução da chave também é mostrada na Figura 10.19.

**Figura 10.19:** Modulação por largura de pulso senoidal em um inversor em meia-ponte.



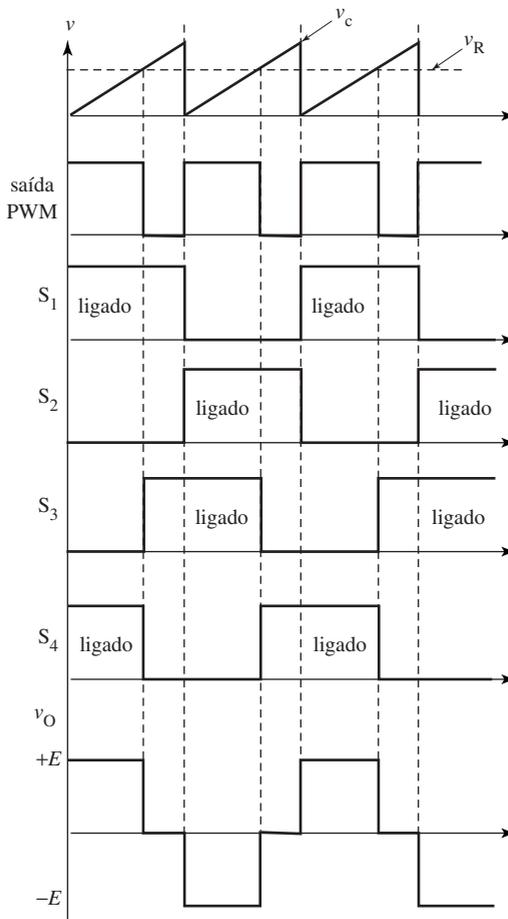
### Exemplo 10.5

Um inversor monofásico em ponte completa usa PWM para o controle da tensão. Plote a forma de onda da tensão de saída se a freqüência da portadora for uma forma de onda da tensão dente-de-serra, se a tensão for sincronizada com a fundamental e se a onda de referência for o nível de tensão DC.

### Solução

Obtém-se a saída em PWM ao comparar-se o nível DC com a forma de onda da tensão dente-de-serra. A magnitude da tensão DC determina a largura do pulso da tensão de saída. Os pulsos de saída mostrados na Figura 10.20 têm largura igual.

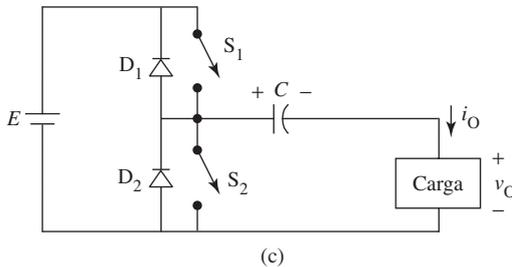
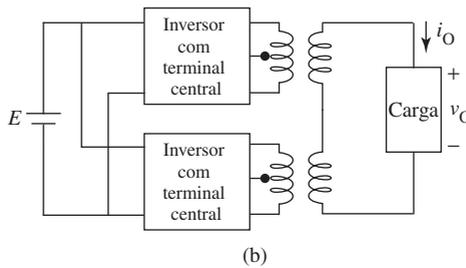
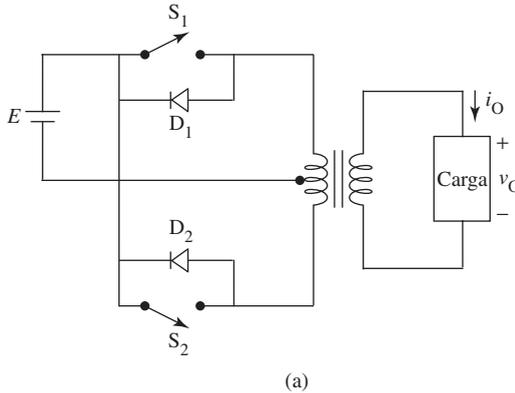
Figura 10.20: Formas de onda PWM para um inversor em ponte completa.



## 10.7 Outros tipos básicos de inversores monofásicos

O inversor em meia-ponte, que usa quatro dispositivos de chaveamento, é o tipo mais comum. Outros são mostrados na Figura 10.21.

**Figura 10.21:** Inversor monofásico: a) inversor com terminal central; b) inversor com terminal central em série; c) inversor com capacitor grande.



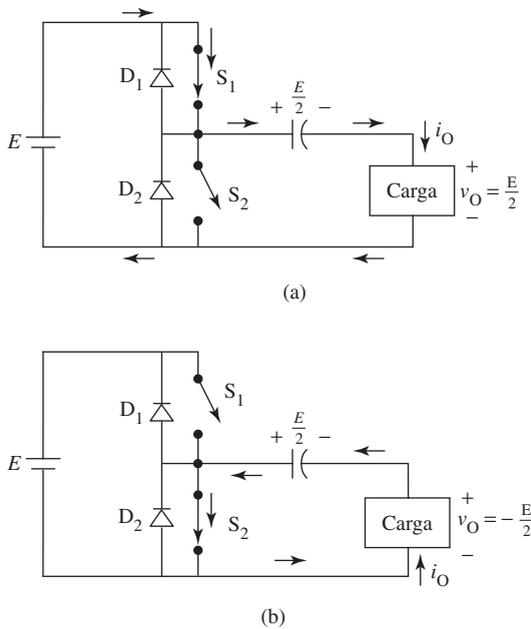
### 10.7.1 Inversores com terminal central

A Figura 10.21a mostra um inversor acoplado ao transformador. Esse tipo apresenta isolamento elétrico entre a carga e a fonte de alimentação. A tensão na carga pode ser ajustada pela relação de espiras do transformador. Uma vez que os SCRs passam de maneira alternada para os estados *ligado* e *desligado*, a fonte de tensão

fica ligada em cada metade do enrolamento primário do transformador a cada vez, o que gera uma tensão alternada no enrolamento secundário. É possível produzir uma saída em degrau com a combinação em série de dois inversores desse tipo, como mostra a Figura 10.21b, e com a variação dos instantes relativos de disparo.

O circuito na Figura 10.21c emprega um capacitor  $C$  de alto valor. O capacitor  $C$  carregado trabalha como uma bateria DC, com uma tensão igual a  $E/2$  quando a constante de tempo ( $\tau = RC$  para uma carga resistiva) for muito maior do que o inverso da freqüência de chaveamento. Portanto, quando  $S_1$  estiver ligada e  $S_2$  desligada, como apresenta a Figura 10.22, a tensão aplicada à carga é  $E - E/2 = E/2$ . Quando os estados de chaveamento forem invertidos, a tensão na carga será a própria tensão do capacitor ( $-E/2$ ).

**Figura 10.22:** Princípio do inversor monofásico da Figura 10.21c:  
a)  $S_1$  está ligada e  $S_2$ , desligada; b)  $S_1$  está desligada e  $S_2$ , ligada.



## 10.8 Princípio básico do inversor trifásico VSI em ponte

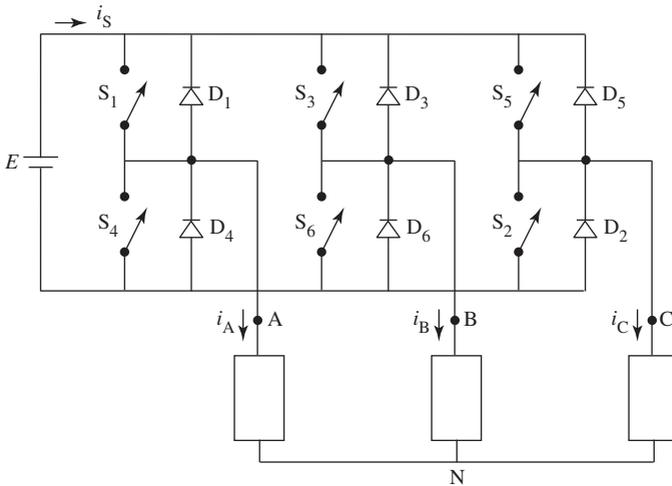
O circuito do inversor trifásico muda a tensão de entrada DC para uma tensão de saída variável trifásica de freqüência variável. A tensão de entrada DC pode ser obtida de uma fonte DC ou de uma tensão AC retificada. O inversor trifásico em ponte pode ser projetado com a combinação de três inversores monofásicos em meia-ponte. O circuito básico é mostrado na Figura 10.23 e consiste em seis chaves de potência com seis diodos de retorno associados. As chaves são abertas e fechadas de maneira periódica, na seqüência apropriada para fornecer a forma de onda desejada de saída. A taxa de chaveamento determina a freqüência de saída do inversor. Para operar essas três chaves, várias seqüências são possíveis. Mas há dois modos funda-

mentais que completam um ciclo com seis chaveamentos. Um deles é conhecido como tipo de condução por  $120^\circ$  e o outro, como tipo de condução por  $180^\circ$ .

### 10.8.1 Tipo de condução por $120^\circ$

O inversor trifásico básico em ponte da Figura 10.23 pode ser controlado de tal modo que cada chave conduza por um período de  $120^\circ$ . Nessa situação, somente duas chaves estarão conduzindo a todo tempo, uma do grupo positivo ( $S_1, S_3$  e  $S_5$ ) e outra do grupo negativo ( $S_2, S_4$  e  $S_6$ ). As duas chaves ligadas conectam dois dos terminais da carga aos terminais de alimentação DC, enquanto o terceiro terminal permanece flutuando. Há seis intervalos em um ciclo da forma de onda da tensão AC. As chaves passam para o estado *ligado* em intervalos de  $60^\circ$  da forma de onda da tensão de saída, em uma seqüência apropriada para a obtenção das tensões  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  e  $v_{CA}$ . A taxa de chaveamento determina a frequência de saída.

Figura 10.23: Diagrama do circuito de um inversor trifásico em ponte.



Para eliminar a possibilidade de curto na fonte DC, as duas chaves, no mesmo caminho, não podem estar ligadas ao mesmo tempo. Portanto, há um intervalo de  $60^\circ$  entre o fim da condução na chave  $S_1$  e o começo da condução na chave  $S_4$ , que está no mesmo caminho de  $S_1$ . O mesmo é verdadeiro para as chaves  $S_3$  e  $S_6$  e  $S_5$  e  $S_2$ .

As tensões de fase na carga,  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  e  $v_{CN}$ , podem ser determinadas para diversas durações de  $60^\circ$  com uma carga resistiva ligada em Y. É possível obter essas tensões ao considerar os circuitos equivalentes das diversas combinações de carga do inversor para os seis intervalos, como pode ser visto na Figura 10.24. Os resultados estão resumidos na Tabela 10.5. A seqüência de chaveamento é  $S_1$  e  $S_2$ ,  $S_2$  e  $S_3$ ,  $S_3$  e  $S_4$ ,  $S_4$  e  $S_5$ ,  $S_5$  e  $S_6$ ,  $S_6$  e  $S_1$ ...

Figura 10.24: Circuitos equivalentes de inversores trifásicos em ponte.

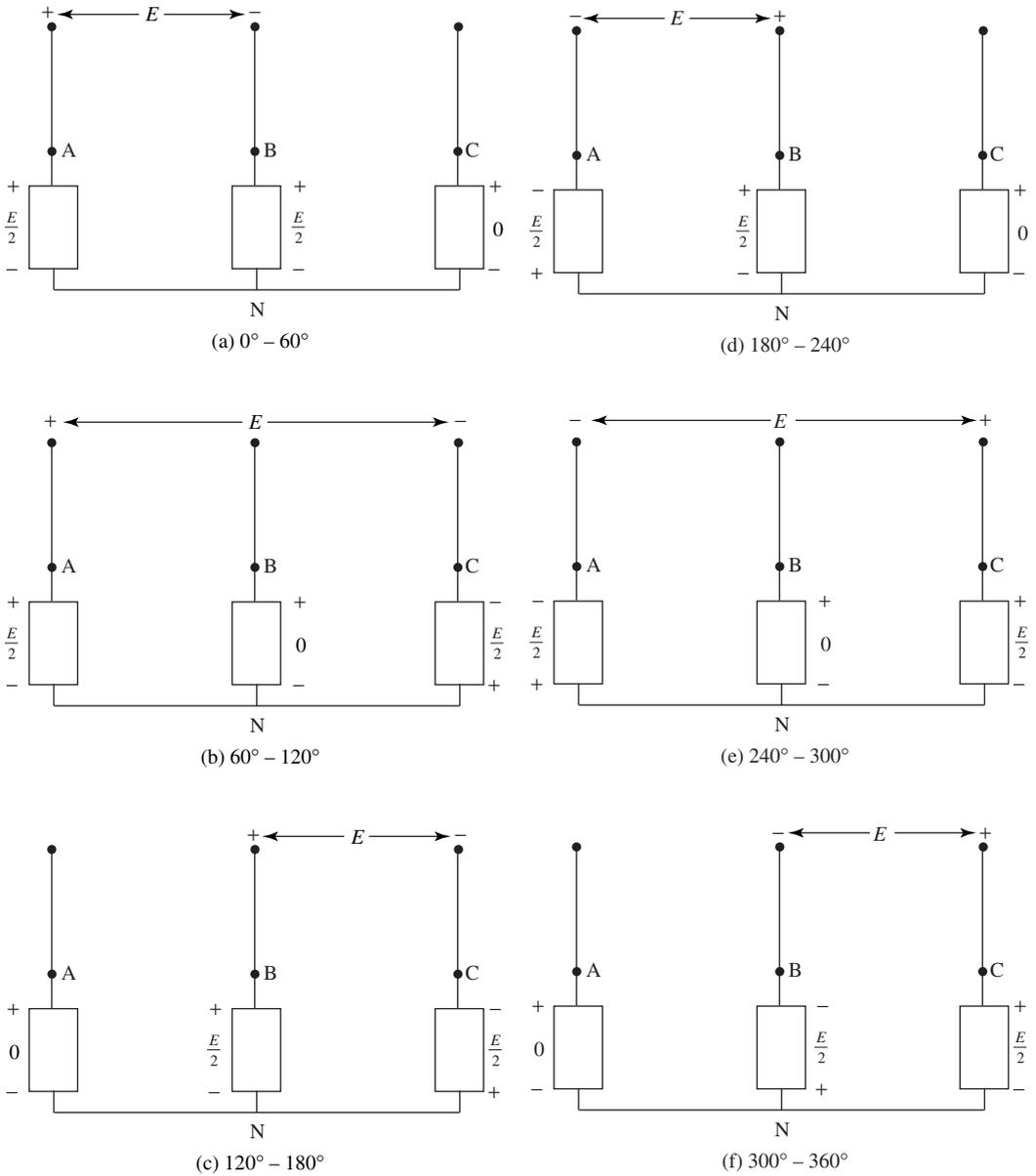


Tabela 10.5

Intervalo	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	v <sub>AN</sub>	v <sub>BN</sub>	v <sub>CN</sub>
0° a 60°	ligada	desligada	desligada	desligada	desligada	ligada	+E/2	-E/2	0
60° a 120°	ligada	ligada	desligada	desligada	desligada	desligada	+E/2	0	-E/2
120° a 180°	desligada	ligada	ligada	desligada	desligada	desligada	0	+E/2	-E/2
180° a 240°	desligada	desligada	ligada	ligada	desligada	desligada	-E/2	+E/2	0
240° a 300°	desligada	desligada	desligada	ligada	ligada	desligada	-E/2	0	+E/2
300° a 360°	desligada	desligada	desligada	desligada	ligada	ligada	0	-E/2	+E/2

A Figura 10.25 mostra as três tensões de fase, v<sub>AN</sub>, v<sub>BN</sub> e v<sub>CN</sub>. As tensões de linha podem ser determinadas a partir das tensões de fase com o uso de:

$$v_{AB} = v_{AN} - v_{BN} \tag{10.9}$$

$$v_{BC} = v_{BN} - v_{CN} \tag{10.10}$$

$$v_{CA} = v_{CN} - v_{AN} \tag{10.11}$$

As três tensões de linha também são apresentadas na Figura 10.25. As formas de onda da tensão de linha em degrau são idênticas na forma, embora deslocadas, uma em relação à outra, em 120°.

Cada chave fica ligada durante 120° na seqüência. Quando S<sub>1</sub> estiver ligada em ωt = 0, o terminal A se achará ligado do lado positivo da fonte DC. Quando S<sub>4</sub> estiver ligada em ωt = π, o terminal A se encontrará ligado do lado negativo da fonte DC.

Quando a carga for indutiva, a forma de onda se tornará diferente do que é mostrado aqui porque o terminal da tensão, no período *desligado*, será afetado pelo comportamento transitório da corrente.

Com uma carga resistiva balanceada, ligada em Y, a potência de saída é dada por:

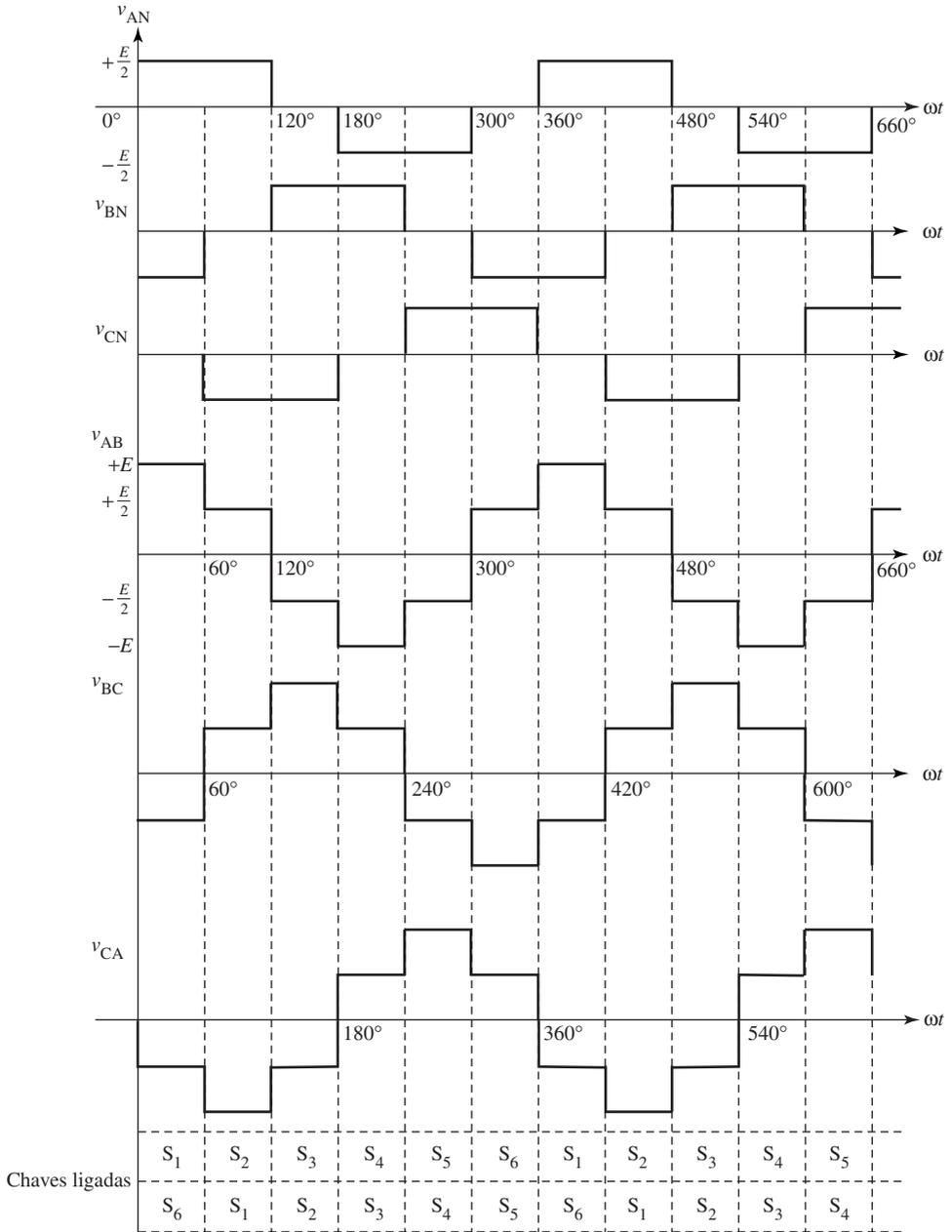
$$\begin{aligned}
 P_o &= \frac{(E/2)^2}{R} + \frac{(E/2)^2}{R} \\
 &= E^2/2 R
 \end{aligned} \tag{10.12}$$

onde R é a resistência por fase.

O valor RMS da tensão de fase é:

$$V_{ph(RMS)} = \frac{E \sqrt{2}}{2 \sqrt{3}} = \frac{E}{\sqrt{6}} \tag{10.13}$$

Figura 10.25: Formas de onda de tensão no circuito para condução por 120°.



$$\text{Valor RMS da tensão de linha} = V_{L(\text{RMS})} = \sqrt{3} V_{\text{ph}(\text{RMS})} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad 10.14$$

A corrente RMS na chave é:

$$I_{\text{switch}(\text{RMS})} = E/2 \sqrt{3} R \quad 10.15$$

O valor RMS da corrente na saída é:

$$I_{o(\text{RMS})} = \sqrt{2} I_{\text{switch}(\text{RMS})} \quad 10.16$$

$$\text{valor nominal da tensão inversa para a chave} = E \quad 10.17$$

### Exemplo 10.6

Plote as três correntes na saída e as seis correntes nas chaves para o modo de condução por 120° para um inversor trifásico em ponte com uma carga resistiva ligada em Y.

#### Solução

As formas de onda das correntes na saída são mostradas na Figura 10.26. As correntes na saída são em degrau e cada chave conduz para a carga por 120°. As três correntes são deslocadas em 120°.

### Exemplo 10.7

Plote as três tensões de saída para o modo de condução por 120° para um inversor trifásico em ponte com uma carga resistiva ligada em  $\Delta$ .

#### Solução

A Figura 10.27 mostra a seqüência de chaveamento necessária para a obtenção da tensão de saída trifásica da Figura 10.28. Na Figura 10.27a, que mostra o circuito equivalente de 0° a 60°,  $S_1$  liga o terminal positivo de E a A e  $S_6$ , o terminal negativo de E a B. Portanto, a tensão de saída  $v_{AB}$  é igual a  $+E$ . As tensões  $v_{AC}$  e  $v_{CB}$  são ambas iguais a  $+E/2$ . As tensões de saída  $v_{CA}$  e  $v_{BC}$  são, desse modo, iguais a  $-E/2$ .

Os outros circuitos (10.27b, c, d, e, f) podem ser analisados de forma similar, para a obtenção das três formas de onda da tensão de saída da Figura 10.28.

Figura 10.26: Formas de onda para corrente de um inversor trifásico em ponte para condução por 120° e carga resistiva.

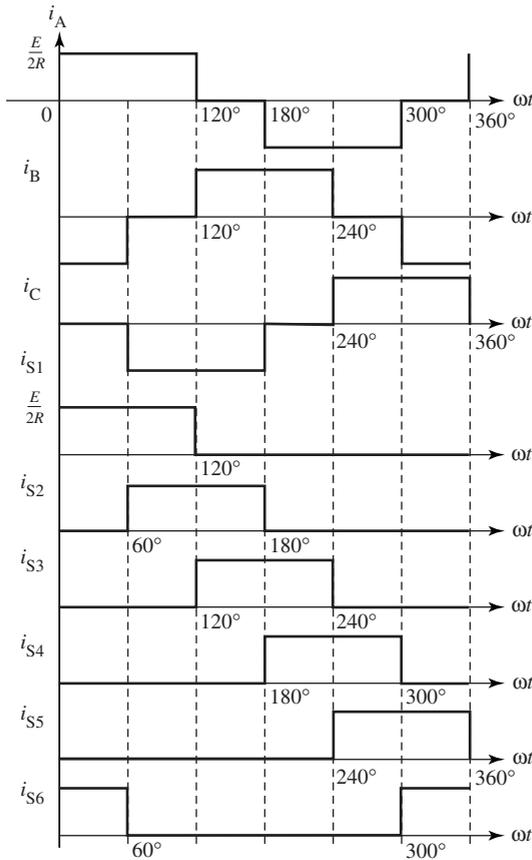


Figura 10.27: Circuitos equivalentes de um inversor trifásico em ponte.

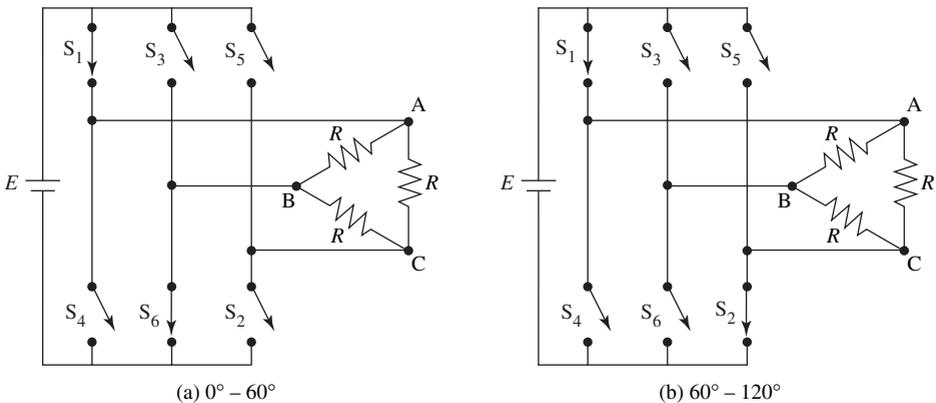
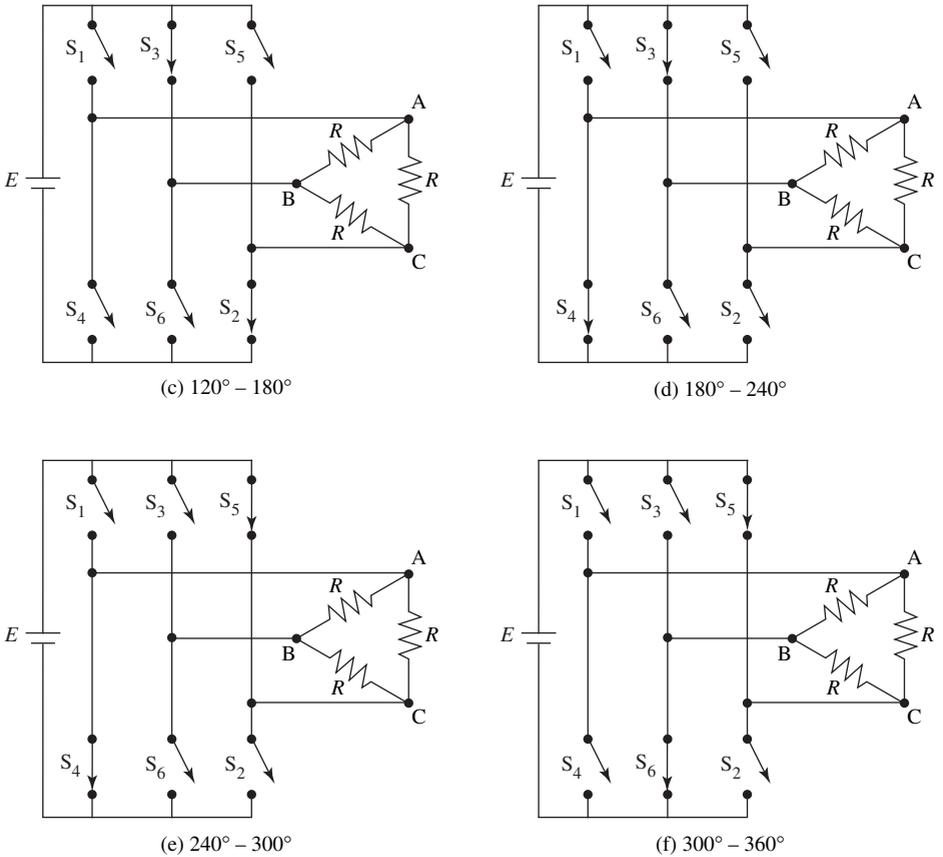


Figura 10.27 (continuação): Circuitos equivalentes de um inversor trifásico em ponte.



### 10.8.2 Tipo de condução por $180^\circ$

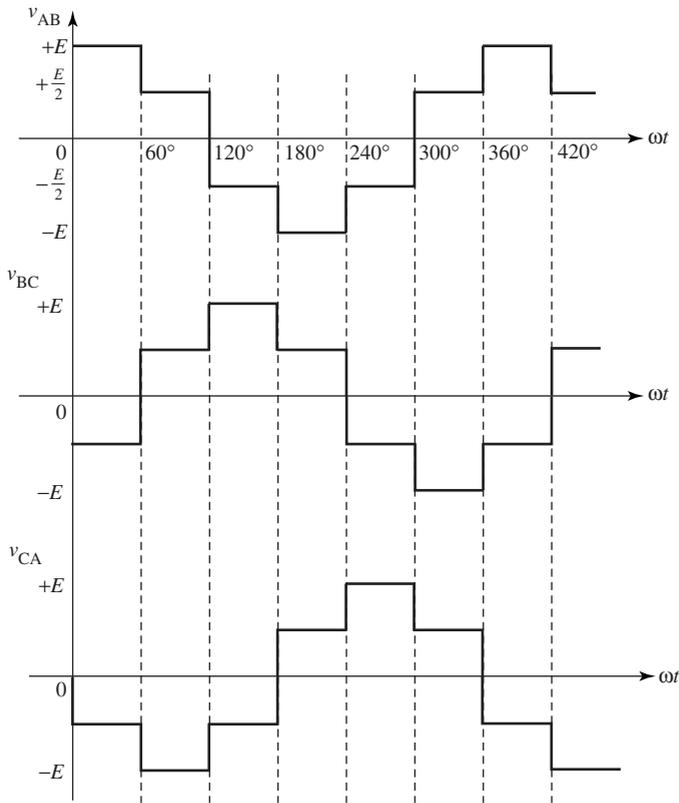
O chaveamento para esse tipo é realizado sem período no estado *desligado*. Isto é, uma chave estará sempre ligada, seja no terminal positivo, seja no negativo, mas é preciso evitar que as três estejam ligadas nos terminais positivo ou negativo simultaneamente. Em qualquer instante determinado, as três chaves — digamos,  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  — estarão conduzindo. Após um período de  $60^\circ$ , a condução ficará por conta de  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . O período de condução para cada chave é de  $180^\circ$ , de modo que duas chaves, na mesmo caminho, nunca estarão conduzindo de modo simultâneo.

Existem seis intervalos distintos de  $60^\circ$  para um ciclo de saída. A taxa de seqüenciamento desses intervalos especifica a freqüência de saída do inversor. O padrão completo do chaveamento para os seis intervalos é mostrado na Tabela 10.6. A seqüência de seis passos cria um padrão cíclico: 1-2-3, 2-3-4, 3-4-5, 4-5-6, 5-6-1, 6-1-2... Pode-se observar que cada chave conduz por um período de  $180^\circ$ .

Tabela 10.6

Intervalo	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
$0^\circ$ a $60^\circ$	ligada	desligada	desligada	desligada	ligada	ligada
$60^\circ$ a $120^\circ$	ligada	ligada	desligada	desligada	desligada	ligada
$120^\circ$ a $180^\circ$	ligada	ligada	ligada	desligada	desligada	desligada
$180^\circ$ a $240^\circ$	desligada	ligada	ligada	ligada	desligada	desligada
$240^\circ$ a $300^\circ$	desligada	desligada	ligada	ligada	ligada	desligada
$300^\circ$ a $360^\circ$	desligada	desligada	desligada	ligada	ligada	ligada

Figura 10.28: Formas de onda da tensão de saída para um inversor trifásico em ponte com carga em delta.



É possível deduzir as formas de onda das três tensões de saída ao supor uma carga resistiva  $R$  balanceada, ligada em Y. As tensões de fase para os diversos intervalos de  $60^\circ$  podem ser obtidas ao considerar-se o circuito equivalente para cada intervalo, como mostra a Figura 10.29. As tensões associadas a cada fase da carga podem ser determinadas a partir desses circuitos equivalentes. Um resumo dos resultados é apresentado na Tabela 10.7. As formas de onda das tensões de fase mostradas na Figura 10.30 são idênticas, embora defasadas em  $120^\circ$ . Não são ondas senoidais puras, mas mostram alguma semelhança com elas. As tensões de fase têm seis discontinuidades por ciclo e correspondem aos seis pontos de chaveamento por ciclo.

As tensões de linha podem ser obtidas a partir das seguintes relações:

$$u_{AB} = u_{AN} - u_{BN} \tag{10.18}$$

$$u_{BC} = u_{BN} - u_{CN} \tag{10.19}$$

$$u_{CA} = u_{CN} - u_{AN} \tag{10.20}$$

Figura 10.29: Circuitos equivalentes de inversores trifásicos em ponte.

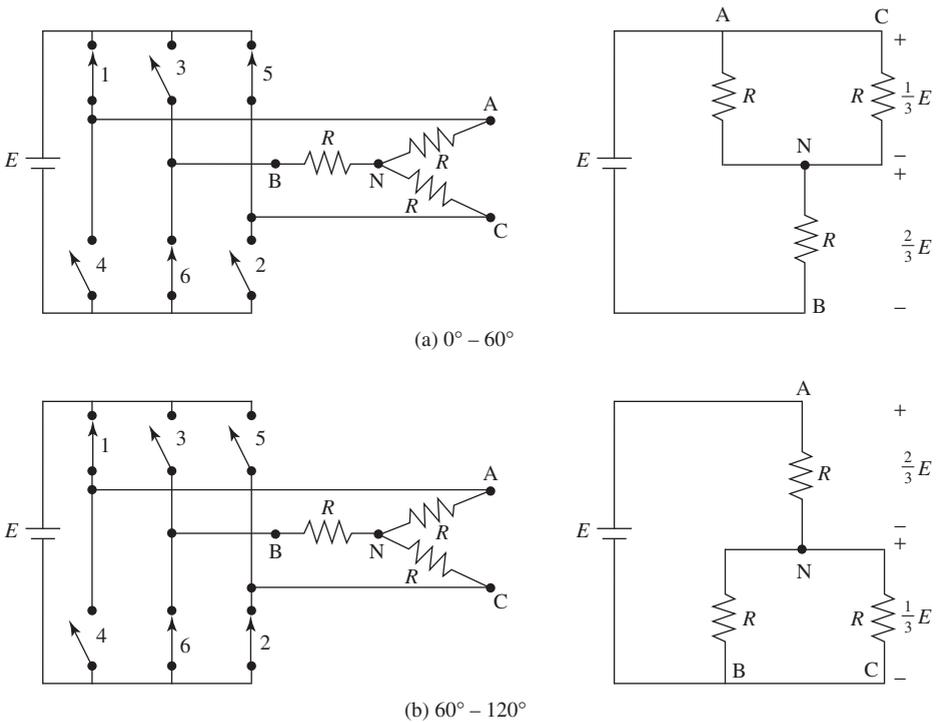
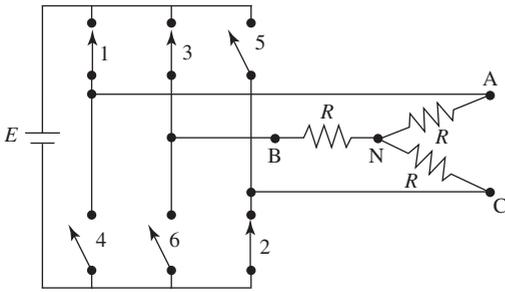
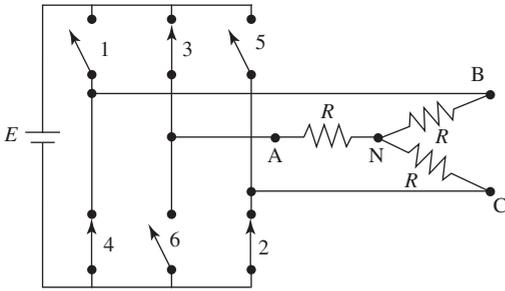
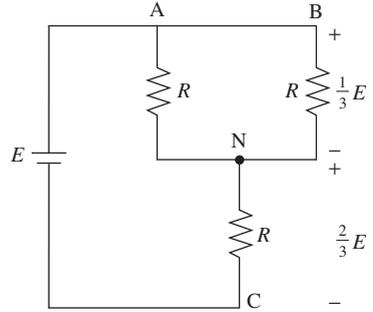


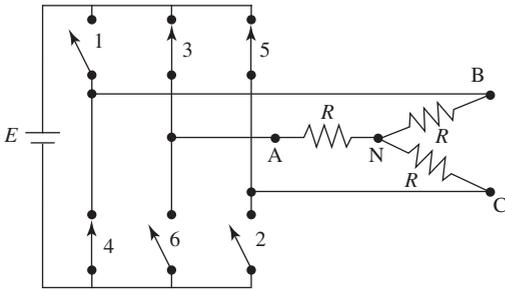
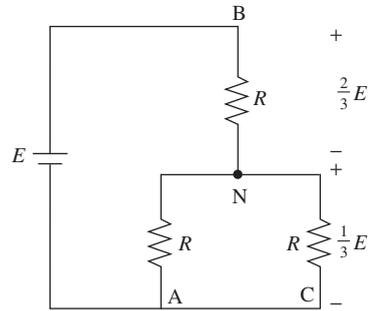
Figura 10.29 (continuação): Circuitos equivalentes de inversores trifásicos em ponte.



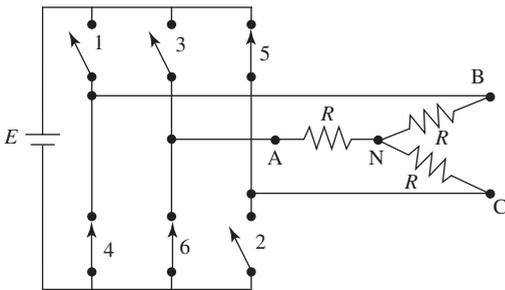
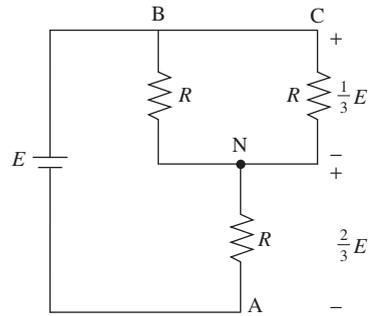
(c)  $120^\circ - 180^\circ$



(d)  $180^\circ - 240^\circ$



(e)  $240^\circ - 300^\circ$



(f)  $300^\circ - 360^\circ$

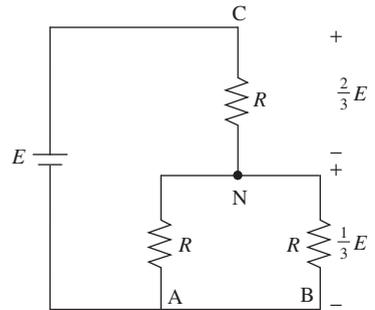


Tabela 10.7

Intervalo	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$v_{AB}$	$v_{BC}$	$v_{CA}$
$0^\circ$ a $60^\circ$	$+E/3$	$-2E/3$	$+E/3$	$+E$	$-E$	$0$
$60^\circ$ a $120^\circ$	$+2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$+E$	$0$	$-E$
$120^\circ$ a $180^\circ$	$+E/3$	$+E/3$	$-2E/3$	$0$	$+E$	$-E$
$180^\circ$ a $240^\circ$	$-E/3$	$+2E/3$	$-E/3$	$-E$	$+E$	$0$
$240^\circ$ a $300^\circ$	$-2E/3$	$+E/3$	$+E/3$	$-E$	$0$	$+E$
$300^\circ$ a $360^\circ$	$-E/3$	$-E/3$	$+2E/3$	$0$	$-E$	$+E$

As tensões de linha para os seis intervalos são mostradas na Tabela 10.7 e plotadas na Figura 10.30. As três tensões de linha também estão defasadas em  $120^\circ$ . Basicamente, as formas de onda da tensão de linha ou de fase são independentes das características da carga, a qual pode ser qualquer combinação de resistência, indutância e capacitância, balanceada ou desbalanceada. Se a carga for resistiva, a corrente na carga tem a mesma forma de onda da tensão de fase.

Para uma carga balanceada ligada em Y, a potência de saída é dada por:

$$\begin{aligned}
 P_o &= \frac{(E/3)^2}{R} + \frac{(E/3)^2}{R} + \frac{(2E/3)^2}{R} \\
 &= \frac{2}{3} \frac{E^2}{R}
 \end{aligned}
 \tag{10.21}$$

onde  $R$  é a resistência por fase. Observe que a potência de saída, aqui, é 1,33 vezes a potência de saída no modo de condução por  $120^\circ$ .

A corrente RMS na chave é:

$$I_{\text{switch(RMS)}} = E/3R \tag{10.22}$$

O valor RMS da corrente na saída é:

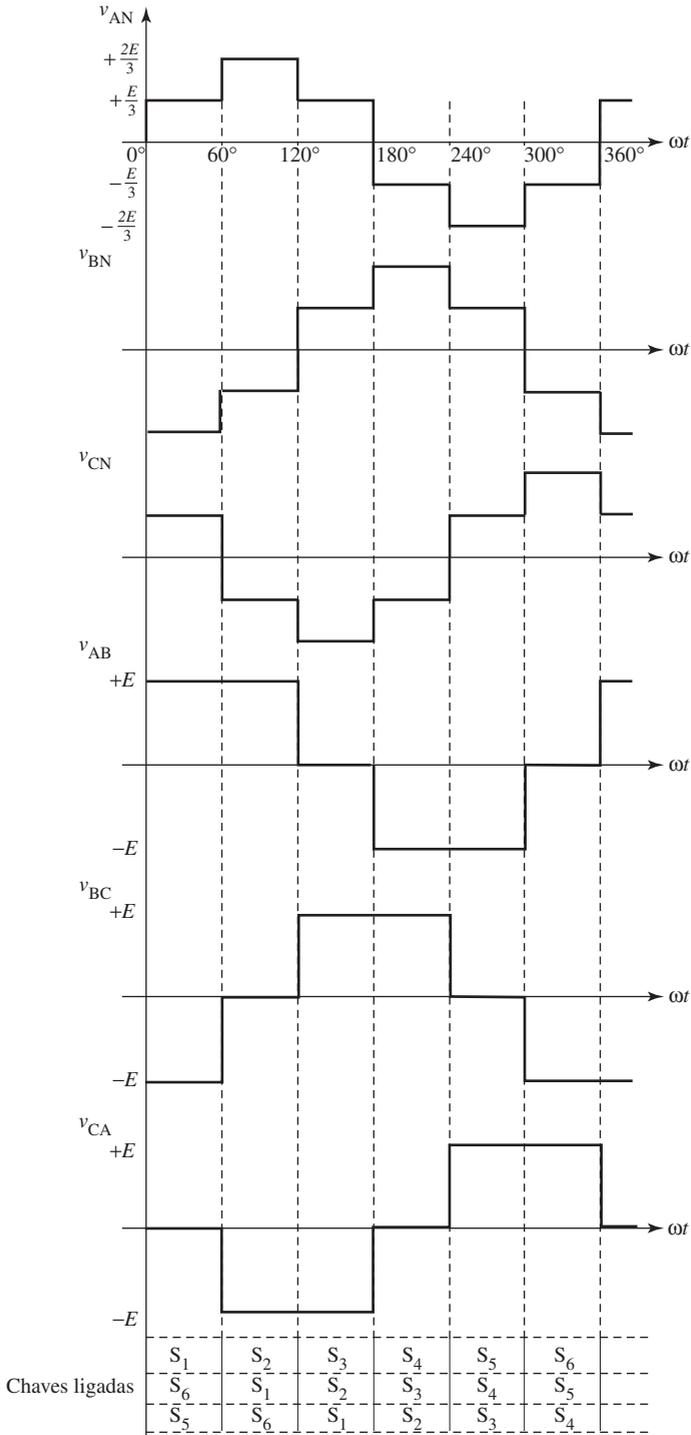
$$I_{o(\text{RMS})} = \sqrt{2} I_{\text{switch(RMS)}} \tag{10.23}$$

$$\text{Valor nominal de tensão inversa para a chave} = E \tag{10.24}$$

O valor RMS da tensão de linha na saída é:

$$V_{L(\text{RMS})} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \tag{10.25}$$

Figura 10.30: Formas de onda da tensão de saída.



O valor RMS da tensão de fase na saída é:

$$V_{\text{ph(RMS)}} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \quad 10.26$$

Com uma relação PWM de  $\alpha$ ,

$$V_{\text{L(RMS)}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \alpha E \quad 10.27$$

e

$$V_{\text{ph(RMS)}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \alpha E \quad 10.28$$

A corrente de entrada DC é:

$$I_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_o \cos \theta \quad 10.29$$

onde  $\theta$  é o ângulo de fase da carga.

Para PWM,

$$I_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \alpha I_o \cos \theta \quad 10.30$$

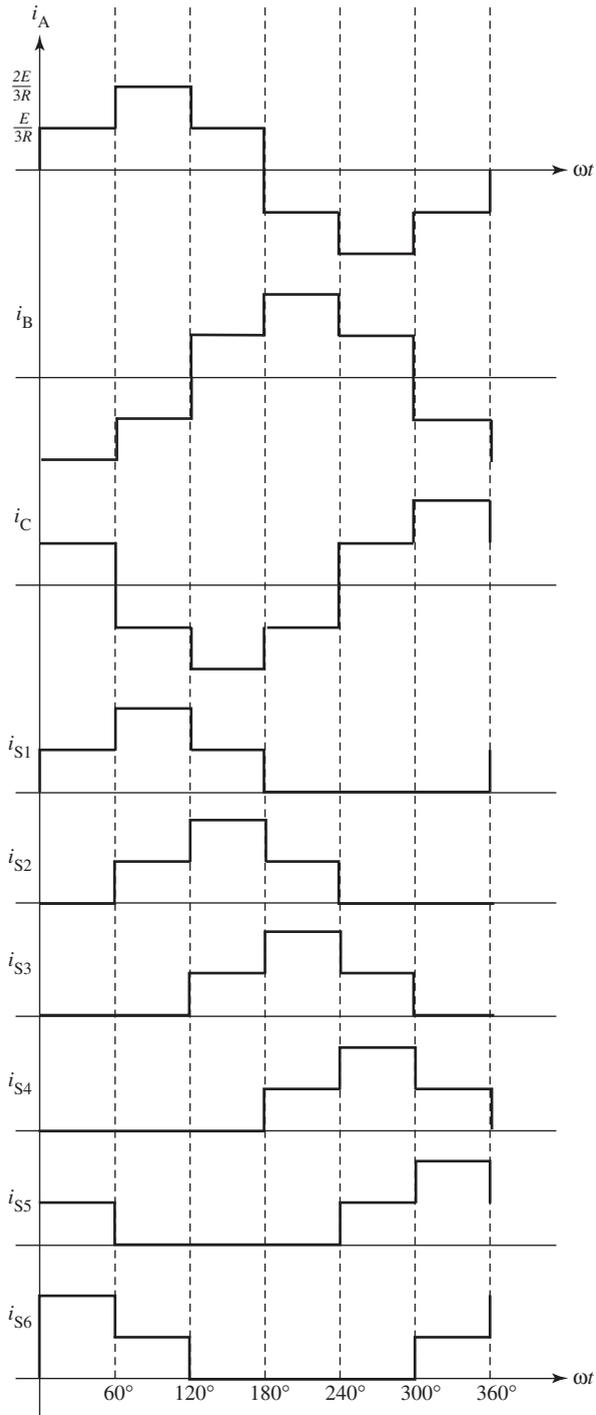
### Exemplo 10.8

Plote as três correntes na saída e as seis correntes nas chaves para o modo de condução por  $180^\circ$  para um inversor trifásico em ponte com uma carga resistiva ligada em Y.

#### Solução

As formas de onda das correntes nas saídas,  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$ , são mostradas na Figura 10.31. As formas de onda na saída são em degrau e cada chave conduz a corrente de carga por  $180^\circ$ . As três correntes são defasadas em  $120^\circ$ . As correntes nas chaves podem ser obtidas com facilidade; basta examinar a Figura 10.29. Por exemplo,  $i_{s1} = i_A$  para  $0 - 180^\circ$  e  $i_{s1} = 0$  para o restante do ciclo.

**Figura 10.31:** Formas de onda de corrente para um inversor trifásico em ponte com condução por 180° e carga resistiva.



### Exemplo 10.9

Um inversor trifásico em ponte alimenta uma carga ligada em Y com  $10 \Omega$  de resistência por fase. A fonte de tensão DC é de 440 V e o inversor opera no modo de condução por  $180^\circ$ . Determine:

- a fonte de corrente
- a potência média absorvida pela carga
- o valor RMS da tensão de fase na saída
- o valor RMS da tensão de linha na saída

### Solução

a) Em qualquer instante, o circuito equivalente do inversor trifásico em ponte é semelhante ao que é mostrado na Figura 10.32. A resistência total vista pela fonte é:

$$R_T = (R \parallel R) + R = R/2 + R = 1,5 R = 1,5 (10) = 15 \Omega$$

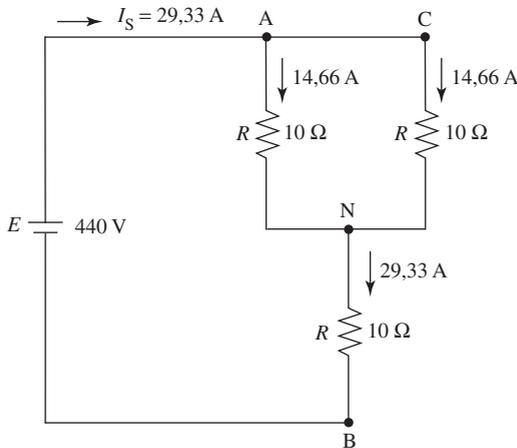
A corrente na fonte é constante e dada por:

$$I_S = E/R_T = 440/15 = 29,33 \text{ A}$$

b) A potência entregue à carga pode ser determinada a partir da Figura 10.32. Basta adicionar a potência que cada caminho consome:

$$\begin{aligned} P_L &= (29,33^2 \cdot 10) + (14,66^2 \cdot 10) + (14,66^2 \cdot 10) \\ &= 8602,5 + 2150,6 + 2150,6 \\ &= 12904 \text{ W} \end{aligned}$$

Figura 10.32: Circuito equivalente para o Exemplo 10.9.



Observe que a potência de entrada da fonte ( $P_s = E \cdot I_s = 440 \cdot 29,33 = 12905 \text{ W}$ ) é igual à potência para a carga.

A potência na carga por fase é:

$$P_{\text{ph}} = P_l/3 = 4301 \text{ W}$$

c) A potência por fase é:

$$P_{\text{ph}} = V_{\text{ph}}^2/R$$

$$V_{\text{ph}} = \sqrt{P_{\text{ph}} \cdot R} = \sqrt{4301 \cdot 10} = 207 \text{ V}$$

Portanto, o valor RMS das três tensões de fase é:

$$V_{\text{AN}} = V_{\text{BN}} = V_{\text{CN}} = 207 \text{ V}$$

d) O valor RMS das três tensões de linha é:

$$V_{\text{AB}} = V_{\text{BC}} = V_{\text{CA}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E = 0,816(440) = 359 \text{ V}$$

Observe a relação  $\sqrt{3}$  entre as tensões de linha e de fase.

### Exemplo 10.10

Plote as três tensões de saída para o modo de condução por  $180^\circ$  de um inversor trifásico em ponte com uma carga resistiva ligada em  $\Delta$ .

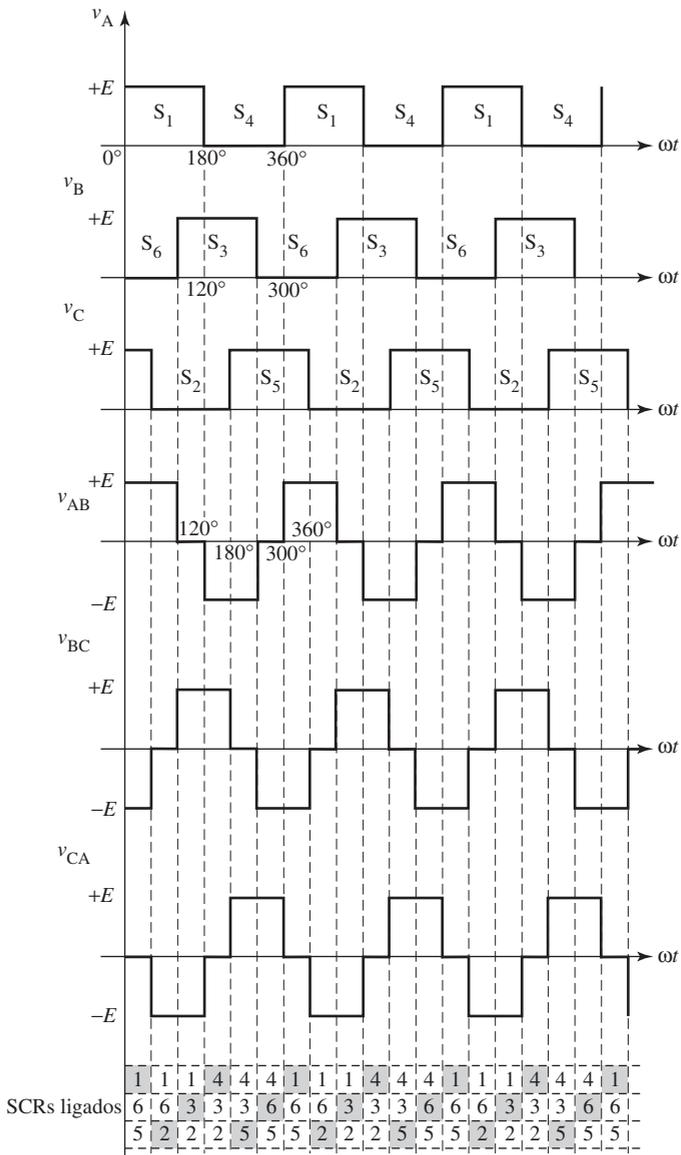
#### Solução

As formas de onda de tensão dos três terminais de saída, A, B e C, são mostradas na Figura 10.33. A partir dessas três formas de onda, podemos obter as três tensões de linha da saída para o inversor.

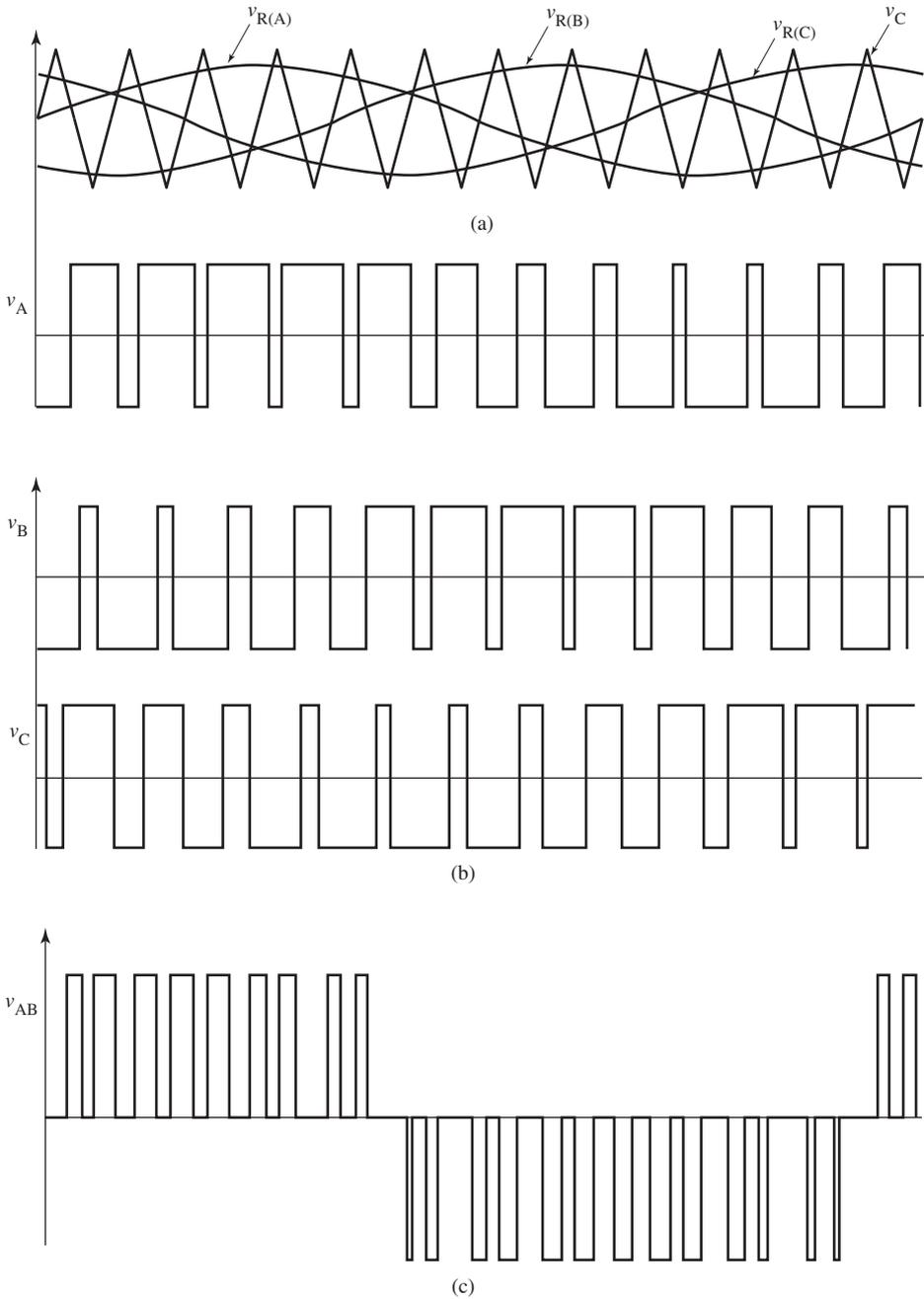
### Exemplo 10.11

A forma de onda senoidal de referência,  $v_{\text{R(A)}}$ ,  $v_{\text{R(B)}}$  e  $v_{\text{R(C)}}$ , para um inversor trifásico em ponte para modulação por largura de pulso senoidal, é mostrada na Figura 10.34a. Plote a tensão de linha da saída  $v_{\text{AB}}$ .

**Figura 10.33:** Formas de onda de saída com uma carga resistiva em  $\Delta$  e operação em  $180^\circ$ .



**Figura 10.34:** Formas de onda moduladas por largura de pulso senoidal para um inversor trifásico em ponte.



## Solução

Ao contrário do que acontece com o inversor monofásico em ponte, a tensão de saída de um inversor trifásico em ponte não pode ser controlada pela variação do ciclo de trabalho. Nesse caso, a técnica de modulação por largura de pulso, na qual a tensão de saída parece com uma onda senoidal, é a mais aplicada.

A implementação da modulação por largura de pulso senoidal exige três ondas senoidais de referência,  $v_{R(A)}$ ,  $v_{R(B)}$  e  $v_{R(C)}$ , uma para cada caminho do inversor. As três tensões senoidais de referência são defasadas entre si por um ângulo de  $120^\circ$ . Essas tensões são comparadas a uma onda portadora triangular, de modo a determinar os pontos de chaveamento para os pares de chaves  $S_1$  e  $S_4$ ,  $S_3$  e  $S_6$ ,  $S_5$  e  $S_2$ .

Uma das duas chaves em cada caminho estará conduzindo sempre e ligará o terminal de saída ao lado positivo ou negativo da fonte DC. Suponha que  $i_A$  seja positiva e que  $S_1$  esteja conduzindo. Quando  $S_4$  passar para o estado *ligado*,  $S_1$  irá se desligar e a corrente na saída se transferirá para o diodo  $D_4$ . Entretanto, se  $i_A$  for negativa, o diodo  $D_1$  estará conduzindo e, quando  $S_4$  passar para o estado *ligado*, receberá a corrente de carga de imediato.

As tensões de saída  $v_A$ ,  $v_B$  e  $v_C$ , em relação ao ponto médio DC hipotético da fonte, são mostradas na Figura 10.34b. As tensões de linha são:

$$v_{AB} = v_A - v_B$$

$$v_{BC} = v_B - v_C$$

$$v_{CA} = v_C - v_A$$

A tensão de linha  $v_{AB}$  é mostrada na Figura 10.34c.

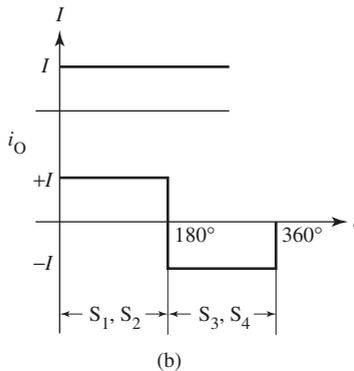
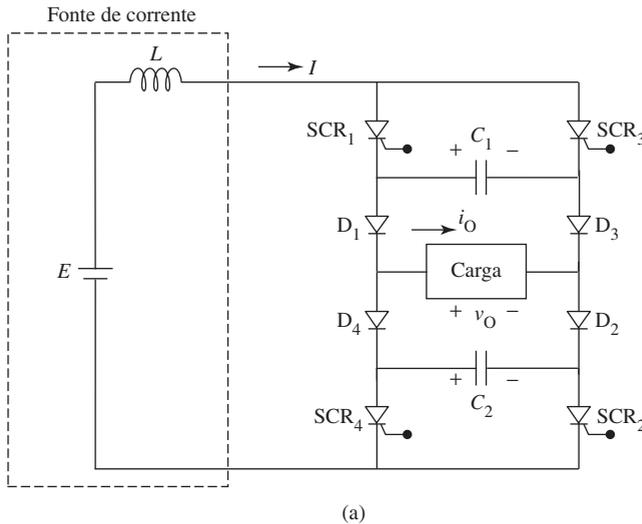
## 10.9 Inversor de fonte ideal de corrente (CSI)

O inversor de fonte de corrente é aquele em que a corrente de entrada de uma fonte DC é mantida em nível constante, independentemente da variação da tensão de entrada DC. Na prática, alcança-se isso ao inserir-se um indutor grande em série com a fonte de tensão DC. Esse arranjo impede súbitas variações na corrente e mantém um nível eficaz e constante da corrente de alimentação. O inversor converte a corrente de entrada DC em corrente de saída AC com forma retangular.

### 10.9.1 Inversor monofásico de fonte de corrente em ponte

A Figura 10.35a mostra um inversor monofásico de fonte de corrente em ponte. Ao contrário do inversor de fonte de tensão, este não necessita de diodos de retorno e a corrente flui de maneira unidirecional através de cada SCR. Os SCRs passam para o estado *ligado* em pares —  $SCR_1$  e  $SCR_2$  e depois  $SCR_3$  e  $SCR_4$  —, com uma frequência constante. A corrente resultante na saída, mostrada na Figura 10.35b, é uma onda retangular AC, cuja magnitude é igual à da corrente de entrada DC. Cada chave conduz por um período de  $180^\circ$ .

**Figura 10.35:** Inversor monofásico de fonte de corrente: a) diagrama do circuito; b) forma de onda da corrente na carga.

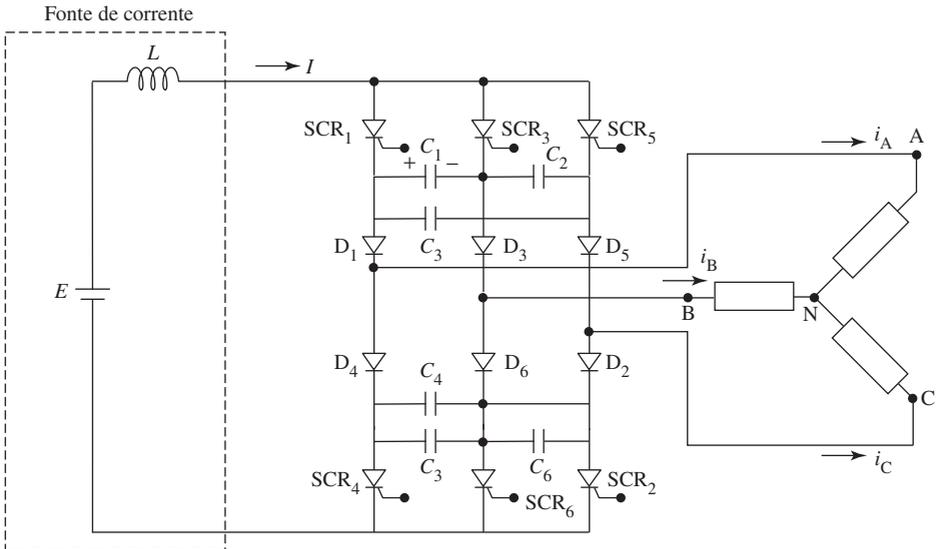


### 10.9.2 CSI trifásico

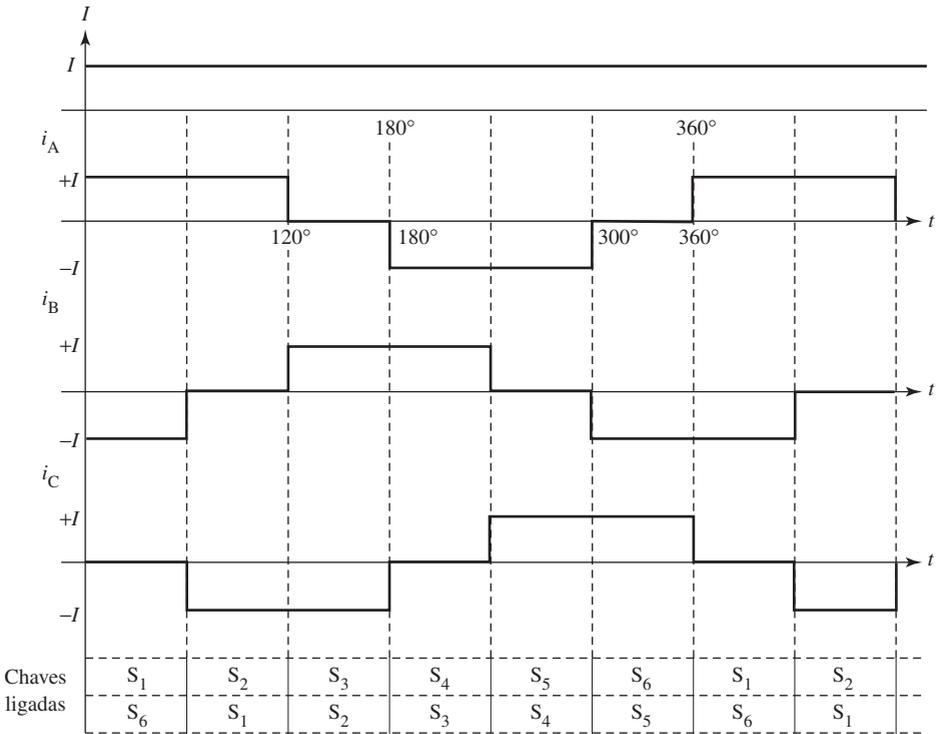
Um CSI trifásico é mostrado na Figura 10.36a. Um indutor em série está presente na entrada, para fornecer uma fonte de corrente DC constante. As formas de onda das correntes da entrada e da saída são mostradas na Figura 10.36b.

O grupo de cima é composto por SCR<sub>1</sub>, SCR<sub>3</sub> e SCR<sub>5</sub>; o grupo de baixo, por SCR<sub>4</sub>, SCR<sub>6</sub> e SCR<sub>2</sub>. Somente dois SCRs estão ligados a cada instante, dos quais apenas um conduz por um período de 120°. Os dispositivos são numerados pela ordem em que conduzem — isto é, após SCR<sub>1</sub> conduzir, SCR<sub>2</sub> conduz e então SCR<sub>3</sub>, SCR<sub>4</sub>, SCR<sub>5</sub>, SCR<sub>6</sub>, SCR<sub>1</sub>... Quando um deles passar para o estado *ligado*, deverá, no mesmo instante, passar para o estado *desligado* a condução do outro SCR do mesmo grupo. Suponha que SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub> estejam ligados. A corrente de entrada  $I$  fluirá do lado positivo da fonte através de SCR<sub>1</sub>, da carga na fase A, da carga na fase C e SCR<sub>2</sub> e de volta ao lado negativo da fonte. Se SCR<sub>3</sub> passar para o estado *ligado*, deverá comutar SCR<sub>1</sub> ime-

Figura 10.36: Inversor trifásico de fonte de corrente: a) diagrama do circuito; b) formas de onda de corrente.



(a)



(b)

diatamente. A corrente de  $SCR_1$  será transferida para  $SCR_3$ . A corrente de entrada então fluirá por  $SCR_3$ , a carga na fase  $B$ , a carga na fase  $C$ ,  $SCR_2$  e de volta à fonte.

A corrente trifásica na saída é uma onda em degrau de  $120^\circ$  de largura e de magnitude  $I$ . A frequência da corrente na saída é ajustada pelo controle da abertura e do fechamento das chaves na seqüência requerida.

O valor RMS da corrente de linha na saída é:

$$I_{o(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I \quad \mathbf{10.31}$$

O valor RMS da corrente de fase na saída é:

$$I_{oph(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{3} I \quad \mathbf{10.32}$$

A tensão de entrada é DC:

$$E = \sqrt{6} V_{ph} \cos \theta \quad \mathbf{10.33}$$

onde  $\theta$  é o ângulo de fase da carga.

### Exemplo 10.12

Mostre o esquema de chaveamento para cada intervalo de  $60^\circ$  de um inversor trifásico de fonte de corrente que alimenta uma carga resistiva trifásica balanceada.

#### Solução

A operação do circuito pode ser dividida em seis modos em cada ciclo. As chaves são passadas para o estado *ligado* em pares, em intervalos de  $60^\circ$ . A Tabela 10.8 mostra as chaves conduzindo em cada um dos seis modos.

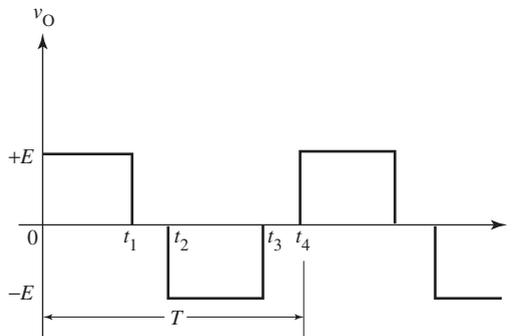
Tabela 10.8

Intervalo	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$i_A$	$i_B$	$i_C$
$0^\circ$ a $60^\circ$	ligada	desligada	desligada	desligada	desligada	ligada	+I	-I	0
$60^\circ$ a $120^\circ$	ligada	ligada	desligada	desligada	desligada	desligada	+I	0	-I
$120^\circ$ a $180^\circ$	desligada	ligada	ligada	desligada	desligada	desligada	0	+I	-I
$180^\circ$ a $240^\circ$	desligada	desligada	ligada	ligada	desligada	desligada	-I	+I	0
$240^\circ$ a $300^\circ$	desligada	desligada	desligada	ligada	ligada	desligada	-I	0	+I
$300^\circ$ a $360^\circ$	desligada	desligada	desligada	desligada	ligada	ligada	0	-I	+I

### 10.10 Problemas

- 10.1 O que é um inversor? Apresente algumas aplicações.
- 10.2 Um diodo de retorno é ligado em paralelo com cada uma das chaves, para os circuitos de inversor discutidos neste capítulo. Para que serve esse diodo?
- 10.3 Suponha um circuito em meia-ponte com carga indutiva. É possível obter controle de tensão com a implementação do padrão de tensão da Figura 10.37? Verifique sua resposta analisando o circuito em meia-ponte com uma carga  $RL$ .

Figura 10.37: Ver Problema 10.3.



- 10.4 Um inversor monofásico em ponte completa fornece uma saída em onda quadrada para uma carga indutiva pura, com um diodo de retorno em paralelo com cada chave. Plote as formas de onda para a tensão de saída, para a corrente na saída, para as correntes nas chaves, para as correntes nos diodos e para a fonte de corrente. Qual a potência média absorvida pela fonte?
- 10.5 Desenhe a forma de onda da corrente na saída, no Problema 10.4, se o inversor em ponte alimentar uma carga  $RL$ .
- 10.6 Um inversor monofásico em ponte completa usa modulação por largura de pulso para o controle da tensão. Plote as formas de onda para a tensão de saída se o intervalo de condução de chaves diagonalmente opostas tiver um ângulo de fase de  $120^\circ$ .
- 10.7 Um inversor trifásico em ponte, alimentado por uma fonte AC de 120 V, alimenta, por sua vez, uma carga resistiva balanceada ligada em Y. Plote as tensões de linha e de fase usando um esquema de condução por  $120^\circ$ . Se a resistência de carga for de  $10 \Omega$  por fase, calcule o valor RMS das tensões de linha e de fase na saída.

- 10.8** Um inversor trifásico em ponte alimenta uma carga ligada em Y com  $10 \Omega$  de resistência por fase. A fonte de tensão DC é de 440 V e o inversor opera no modo de condução por  $120^\circ$ . Determine:
- a corrente na fonte
  - a potência média absorvida pela carga
  - o valor RMS da tensão de fase na saída
  - o valor RMS da tensão de linha na saída
- 10.9** Um inversor trifásico em ponte é alimentado a partir de uma fonte DC de 500 V. A carga está ligada em Y com uma resistência por fase de  $10 \Omega$ . Para um esquema de condução por  $120^\circ$ , determine:
- o valor RMS da corrente de fase
  - o valor RMS da corrente na chave
  - a potência entregue à carga
- 10.10** Repita o Problema 10.9 com um esquema de condução por  $180^\circ$ .
- 10.11** Um inversor trifásico em ponte alimenta uma carga indutiva balanceada ligada em  $\Delta$ . Se o inversor estiver operando em modo de condução por  $180^\circ$ , plote as formas de onda da corrente de fase e de linha.
- 10.12** Um inversor trifásico em ponte alimenta uma carga balanceada ligada em  $\Delta$ , que consiste em um resistor em série, com um indutor em cada perna. Se o inversor estiver operando no modo de condução por  $180^\circ$ , plote as formas de onda das três correntes de fase e de linha.

## 10.11 Equações

$$f = 1/T \quad (\text{Hz}) \quad \mathbf{10.1}$$

$$V_{o(\text{avg})} = 2 E d \quad \mathbf{10.2}$$

$$d = T_{\text{ON}}/T \quad \mathbf{10.3}$$

$$V_{o(\text{RMS})} = \sqrt{2dE} \quad \mathbf{10.4}$$

$$I_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{avg})}/R \quad \mathbf{10.5}$$

$$\text{corrente média na chave} = I_{o(\text{avg})}/2 \quad \mathbf{10.6}$$

$$P_L = 2 d \frac{E^2}{R} \quad \mathbf{10.7}$$

$$V_{o(\text{avg})} = E \left( 1 - \frac{2\delta}{T} \right) \quad \mathbf{10.8}$$

$$v_{\text{AB}} = v_{\text{AN}} - v_{\text{BN}} \quad \mathbf{10.9}$$

$$v_{\text{BC}} = v_{\text{BN}} - v_{\text{CN}} \quad \mathbf{10.10}$$

$$v_{CA} = v_{CN} - v_{AN} \quad 10.11$$

$$P_o = E^2/2 R \quad 10.12$$

$$V_{\text{ph(RMS)}} = \frac{E}{\sqrt{6}} \quad 10.13$$

$$V_{\text{L(RMS)}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad 10.14$$

$$I_{\text{switch(RMS)}} = E/2 \sqrt{3} R \quad 10.15$$

$$I_{\text{o(RMS)}} = \sqrt{2} I_{\text{switch(RMS)}} \quad 10.16$$

valor nominal da tensão inversa para a chave =  $E$  10.17

$$v_{AB} = v_{AN} - v_{BN} \quad 10.18$$

$$v_{BC} = v_{BN} - v_{CN} \quad 10.19$$

$$v_{CA} = v_{CN} - v_{AN} \quad 10.20$$

$$P_o = \frac{2 E^2}{3 R} \quad 10.21$$

$$I_{\text{switch(RMS)}} = E/3R \quad 10.22$$

$$I_{\text{o(RMS)}} = \sqrt{2} I_{\text{switch(RMS)}} \quad 10.23$$

valor nominal da tensão inversa para a chave =  $E$  10.24

$$V_{\text{L(RMS)}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \quad 10.25$$

$$V_{\text{ph(RMS)}} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \quad 10.26$$

$$V_{\text{L(RMS)}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \alpha E \quad 10.27$$

$$V_{\text{ph(RMS)}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \alpha E \quad 10.28$$

$$I_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_o \cos \theta \quad 10.29$$

$$I_i = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \alpha I_o \cos \theta \quad 10.30$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I \quad 10.31$$

$$I_{\text{oph}(\text{RMS})} = \frac{\sqrt{2}}{3} I \quad 10.32$$

$$E = \sqrt{6} V_{\text{ph}} \cos \theta \quad 10.33$$

# Controlador de tensão AC 11

## Visão geral do capítulo

- 11.1** Introdução
- 11.2** Controle de potência AC
- 11.3** Controle de ciclo integral
- 11.4** Controle de fase AC
  - 11.4.1** Com carga resistiva
  - 11.4.2** Com carga indutiva ( $RL$ )
- 11.5** Controle trifásico de fase AC
  - 11.5.1** Com carga resistiva
  - 11.5.2** Com carga indutiva ( $RL$ )
- 11.6** Controladores semicontrolados de tensão AC
- 11.7** Cicloconversores
  - 11.7.1** Cicloconversor monofásico para monofásico
  - 11.7.2** Cicloconversor trifásico
- 11.8** Problemas
- 11.9** Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- definir o termo *controlador de tensão AC*;
- descrever os métodos para controlar a potência AC;
- descrever o controle de ciclo integral;
- descrever o controle de fase AC com cargas resistiva e indutiva;

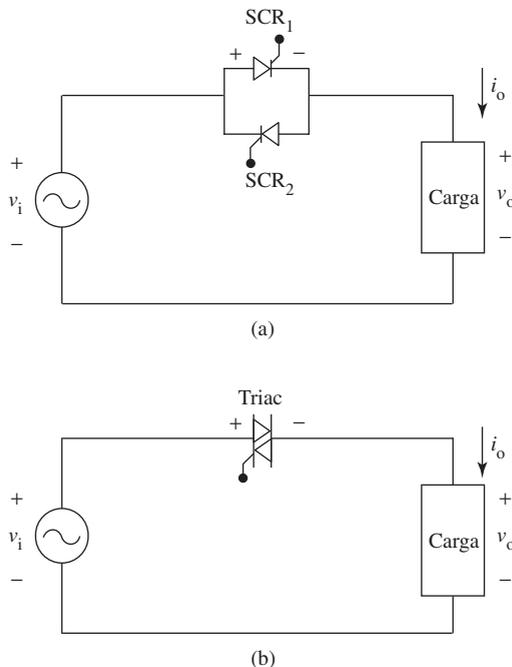
- explicar a operação de um controlador trifásico com cargas resistiva e indutiva;
- explicar a operação de um controlador semicontrolado de tensão AC;
- explicar a operação dos cicloconversores monofásico e trifásico.

## 11.1 Introdução

O controlador de tensão de corrente alternada, ou regulador, converte uma fonte de tensão AC fixa em uma fonte de tensão AC variável. A frequência de saída é sempre igual à frequência de entrada. O modo mais simples de controlar a tensão AC, para uma carga, é usar uma chave AC. Essa chave pode ser bidirecional, como um triac, ou um par de SCRs (*silicon controlled rectifiers* – retificadores controlados de silício) ligados em antiparalelo, como mostra a Figura 11.1. Dispositivos de chaveamento que não sejam tiristores também podem ser usados para implementar chaves bidirecionais. Para a maioria das finalidades, o resultado do controle é independente da chave que é usada. As limitações práticas referentes aos valores nominais dos triacs muitas vezes obrigam o uso de SCRs em aplicações de potência muito alta.

As principais aplicações dos controladores de tensão AC incluem controle de iluminação, aquecimento industrial, resistência para solda elétrica, mudança de terminal em transformador, compensação estática VAR e controle de velocidade para motores de indução.

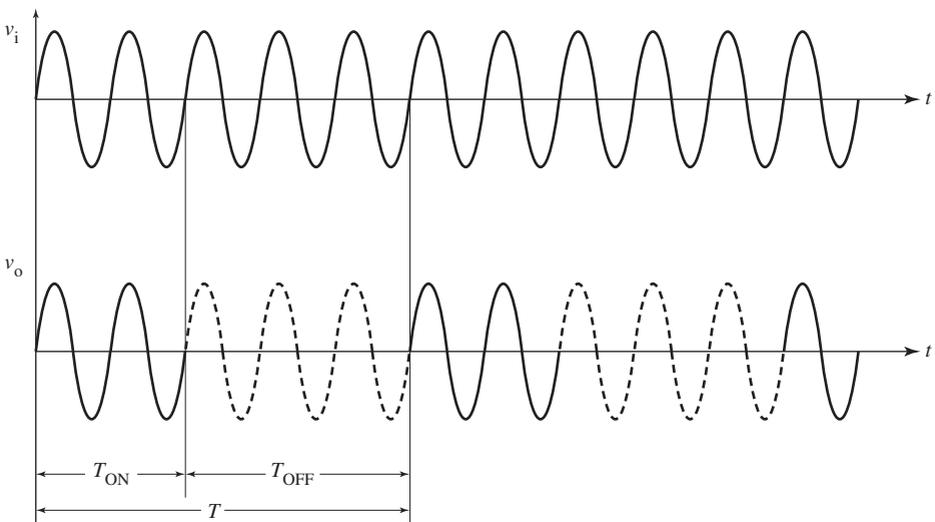
**Figura 11.1:** Circuitos básicos de controlador de potência AC: a) circuito com SCR; b) circuito com triac.



## 11.2 Controle de potência AC

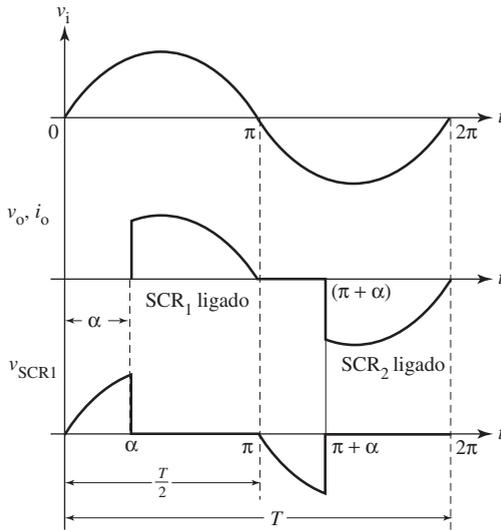
Há dois métodos básicos para o controle de potência da carga: *o de ciclo integral*, ou *liga-desliga*, e *o de fase*. O primeiro serve para sistemas com uma constante de tempo grande, como os de controle de temperatura. A potência na carga pode ser controlada com a ligação e o desligamento, da fonte à carga, por alguns ciclos completos, e depois com a repetição do chaveamento. A duração relativa dos períodos nos estados *ligado* e *desligado*, isto é, o ciclo de trabalho  $d$ , é ajustado de tal modo que a potência média entregue à carga atenda a algum objetivo particular. A Figura 11.2 mostra um padrão típico. Em circunstâncias ideais, a potência média para a carga pode ser controlada de 0% a 100%.

Figura 11.2: Controle de ciclo integral.



O controle de ciclo integral não serve para cargas com constantes de tempo pequenas. O *controle de fase* pode ser usado nessas situações. Nele, a chave liga a carga à fonte por um período a cada ciclo da tensão de entrada. Os gráficos da Figura 11.3 ilustram as formas de onda para o controle de fase com uma carga resistiva. Pode-se variar a tensão na carga com a alteração do ângulo de disparo para cada semiciclo de um período. Se  $\alpha = 0$ , a tensão de saída é máxima ( $v_o = v_i$ ). Quando  $\alpha = \pi$ , ela é mínima ( $v_o = 0$ ). Portanto, ela pode ser controlada para qualquer valor entre zero e a fonte de tensão. Esse processo fornece uma saída alternada controlada por fase apropriada para aplicações como controle de iluminação e controle de velocidade para motores.

Figura 11.3: Formas de onda de um controle de fase AC com carga resistiva.



### Exemplo 11.1

Para as aplicações seguintes, escolha o controle de ciclo integral ou o controle por ângulo de fase. Justifique sua escolha.

- controle de iluminação
- controle de velocidade de motores
- cargas de aquecimento

### Solução

a) Pela freqüência do sistema (60 Hz), o controle de ciclo integral não é prático para o controle do brilho de uma lâmpada incandescente. Se supusermos um tempo de desligamento que seja o mínimo possível em um ciclo ( $T_{\text{OFF}} = 1$ ), a lâmpada piscará uma vez a cada dois ciclos com uma freqüência de 30 Hz. Se aumentarmos o tempo de desligamento, a freqüência cairá. Uma piscada de menos de 30 Hz é notada pelo olho humano e incomoda bastante. Portanto, o controle de ciclo integral não serve para essa aplicação.

Com o controle de fase, há um intervalo de desligamento em cada semiciclo da tensão na carga. A flutuação da corrente terá, então, uma freqüência de 120 Hz em um sistema de 60 Hz. Uma piscada de 120 Hz quase não é notada pelo olho humano. Atenuadores de lâmpadas usam, via de regra, circuitos de controle de fase.

b) Supondo um tempo mínimo de desligamento para cada ciclo, o controle de ciclo integral poderia provocar uma variação muito grande na corrente de motores, o que resultaria em um torque pulsante e oscilações na velocidade, em especial se a inércia do sistema for baixa. Conseqüentemente, esse tipo de controle não serve para este caso. O controle de fase é apropriado, desde que o tempo de desligamento seja muito menor — normalmente uma pequena fração de semiciclo. Entretanto, esse

método de controle de velocidade para motores serve apenas para torque com cargas variáveis, como ventiladores e bombas, nos quais o torque varia com o quadrado da velocidade.

c) As cargas de aquecimento mantidas a uma certa temperatura — um forno elétrico ou um tanque para aquecer líquidos — são aplicações nas quais um tempo de desligamento longo é aceitável. Essas aplicações podem ser parte de um sistema de malha fechada. Nesses casos, a constante de tempo da resposta da carga é relativamente longa (segundos, e não frações de um segundo). Portanto, a carga responderá bem à potência média.

O controle de ciclo integral é, assim, adequado para aplicações nas quais os intervalos nos estados *ligado* e *desligado* da chave são controlados para fornecer à carga a temperatura desejada. Uma vez alcançada essa temperatura, a natureza intermitente da corrente não causa nenhuma mudança de vulto na temperatura, a menos que  $T_{\text{OFF}}$  seja muito longo.

### 11.3 Controle de ciclo integral

No controlador de tensão AC da Figura 11.1, os tiristores podem ser disparados em  $\alpha = 0^\circ$ , para permitir que ciclos completos da tensão da fonte sejam aplicados à carga. Se não houver nenhum sinal de disparo em cada ciclo, então nenhuma tensão aparecerá na carga. Nesse caso, é possível permitir que ciclos completos de tensão da fonte sejam aplicados à carga, seguidos de ciclos completos de extinção. Se a tensão for passada para os estados *ligado* e *desligado* dessa maneira (Figura 11.2), a potência média para a carga pode ser variada. A relação do tempo *ligado* para o do ciclo total (o período no qual a condução-padrão se repete) controla a potência média na carga. Na Figura 11.2,  $T_{\text{ON}}$  é o número de ciclos para os quais a carga é energizada e  $T$  é o número de ciclos no período completo de operação. Durante  $T_{\text{ON}}$ , a chave está ligada e a potência na carga é máxima. Durante o restante dos ciclos  $T_{\text{OFF}}$  ( $T_{\text{OFF}} = T - T_{\text{ON}}$ ), a chave está desligada e a potência na carga é nula.

Para a carga resistiva  $R$ , a potência média é dada por:

$$P_{\text{o(avg)}} = \frac{V_i^2 T_{\text{ON}}}{RT} = \frac{V_i^2}{R} d = P_{\text{o(max)}} d \quad 11.1$$

O valor RMS da tensão de saída é dado por:

$$V_{\text{o(RMS)}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{T_{\text{ON}}}{T}} = V_i \sqrt{d} \quad 11.2$$

onde

$V_m$  = valor máximo da tensão de entrada

$V_i$  = valor RMS da tensão de entrada =  $V_m/\sqrt{2}$

Uma vez que  $T_{ON}$  somente pode variar como um número inteiro, o valor médio da potência na carga não é uma função contínua; tem apenas níveis discretos. O número de degraus disponíveis para a regulação da potência média depende do número total de ciclos incluídos no padrão de repetição.

A conversão de potência é a relação da potência média de saída ( $P_{o(avg)}$ ) com a potência de saída máxima possível ( $P_{o(max)}$ ).  $P_{o(avg)}/P_{o(max)}$  é igual ao ciclo de trabalho:

$$d = T_{ON}/(T_{ON} + T_{OFF}) = T_{ON}/T$$

onde

$$T = \text{período} = T_{ON} + T_{OFF}$$

A fonte de corrente está sempre em fase com a fonte de tensão. Entretanto, isso não significa que um circuito de controle de ciclo integral opere com fator de potência unitário, uma vez que, por parte do tempo, a fonte de corrente não se acha presente e portanto não está em fase com a fonte de tensão.

O fator de potência é dado por:

$$PF = \sqrt{T_{ON}/T} = \sqrt{d}$$

### 11.3

Fica claro que, na Equação 11.3, um fator de potência igual a um ocorrerá quando  $T_{ON} = T$ , o que resultaria em uma operação senoidal.

Um sistema de controle em malha fechada pode ser usado para variar o valor de  $T_{ON}$ , a fim de manter alguma variável próxima de um ponto selecionado estabelecido. Esse sistema dependeria de armazenamento de energia suficiente em um sistema controlado para tornar linear as variações que resultem da natureza *liga-desliga* do controle. O controle de ciclo integral tem a vantagem de exigir um número menor de operações de chaveamento e interferência baixa da radiofrequência (*radio frequency interference* – RFI), por causa do controle, durante o cruzamento, do zero da tensão AC. Isto é, nesse método, o chaveamento para cargas resistivas ocorre somente na tensão zero. A taxa de variação da corrente na carga depende da frequência do sistema, que é pequena; logo, há um baixo ruído elétrico, quando comparado a outros métodos de controle.

### Exemplo 11.2

Uma fonte monofásica AC de 120 V controla potência para uma carga resistiva de  $5 \Omega$  usando controle de ciclo integral. Determine:

- o valor médio da corrente na saída
- a corrente máxima na chave
- a potência máxima fornecida
- o ciclo de trabalho e o valor de  $T_{ON}$  para fornecer 1 kW de potência
- o fator de potência para a parte d

**Solução**

a) O valor médio da corrente na saída, em qualquer número de ciclos de condução completa, é zero.

$$b) I_{o(\text{RMS})} = 120/5 = 24 \text{ A}$$

$$I_m = \sqrt{2} (24) = 33,9 \text{ A}$$

c) A potência máxima será fornecida quando a chave estiver sempre ligada.

$$P_{o(\text{max})} = 120 \cdot 24 = 2880 \text{ W}$$

d) Para  $P_{o(\text{avg})} = 1000 \text{ W}$ ,

$$d = \frac{T_{\text{ON}}}{T} = \frac{P_{o(\text{avg})}}{P_{o(\text{max})}} = \frac{1000}{2880} = 0,35$$

Se escolhermos  $T = 15$  ciclos, então:

$$T_{\text{ON}} = 0,35 \cdot 15 = 5 \text{ ciclos}$$

$$e) \text{PF} = \sqrt{\frac{T_{\text{ON}}}{T}} = \sqrt{\frac{5}{15}} = 0,58$$

**11.4 Controle de fase AC****11.4.1 Com carga resistiva**

O circuito básico da Figura 11.1 pode ser usado para controlar a potência em uma carga resistiva. Como se faz com um retificador controlador, a tensão de saída varia quando se atrasa a condução, durante cada semiciclo, em um ângulo  $\alpha$ . O ângulo de retardo  $\alpha$  é medido a partir do zero da fonte de tensão.

SCR<sub>1</sub>, diretamente polarizado durante o semiciclo positivo, passa para o estado *ligado* no ângulo  $\alpha$ . Ele conduz de  $\alpha$  a  $\pi$  fornecendo potência para a carga. SCR<sub>2</sub> é passado para o estado *ligado* durante o semiciclo posterior, em  $\pi + \alpha$ . Conduz até  $2\pi$  fornecendo potência para a carga. As formas de onda da Figura 11.3 são idênticas às do retificador de onda completa com carga resistiva. Aqui, porém, a diferença é que cada segundo semiciclo tem uma corrente negativa e não positiva. Mas não ocorre nenhum efeito sobre a potência, porque ela é uma função elevada ao quadrado.

A equação para o valor RMS da tensão de saída é:

$$V_{o(\text{RMS})} = V_i \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2} \quad \mathbf{11.4}$$

A equação para o valor RMS da corrente na saída com carga resistiva é similar à da Equação 11.4:

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.5$$

Ao variar o ângulo de retardo  $\alpha$ , a corrente de carga na saída pode ser ajustada, de maneira contínua, entre o valor máximo de  $V_i/R$  em  $\alpha = 0^\circ$  e o zero em  $\alpha = 180^\circ$ . O valor nominal RMS da corrente do triac é dado por:

$$I_{T(\text{RMS})} = I_{o(\text{RMS})} \quad 11.6$$

O valor nominal RMS da corrente dos SCRs é dado por:

$$I_{\text{SCR}(\text{RMS})} = I_{o(\text{RMS})} / \sqrt{2} \quad 11.7$$

A potência de saída é dada por:

$$P_{o(\text{avg})} = I_{o(\text{RMS})}^2 (R) \quad \text{ou} \quad V_{o(\text{RMS})}^2 / R \quad 11.8$$

O exame das Equações 11.5 e 11.8 mostra que a potência na carga pode variar com a mudança de  $\alpha$  em toda a faixa de zero a  $180^\circ$ . Existem circuitos de acionamento adequados para permitir que a condução seja ajustada nessa faixa.

A *característica de controle* de um controlador monofásico de potência AC pode ser calculada em função do ângulo de retardo. Se supusermos  $V_i = 50 \text{ V}$  e resistência de carga  $R = 100 \ \Omega$ , então, em  $\alpha = 0^\circ$ , usando a Equação 11.4, a tensão de saída é  $V_{o(\text{RMS})} = V_i = 50 \text{ V}$  e

$$P_{o(\text{max})} = V_i^2 / R = 50^2 / 100 = 25 \text{ W}$$

Tabela 11.1

$\alpha$ ( $^\circ$ )	$V_{o(\text{RMS})}$ (V)	$P_{o(\text{avg})}$ (W)	$P_{o(\text{avg})}/P_{o(\text{max})}$	$V_{o(\text{RMS})}/V_i$
0	50,0	25,0	1,0	1,0
30	49,3	24,3	0,97	0,98
60	44,8	20,1	0,80	0,89
90	35,4	12,5	0,50	0,71
120	21,9	4,8	0,20	0,44
150	8,5	0,72	0,03	0,17
180	0,0	0,0	0,0	0,0

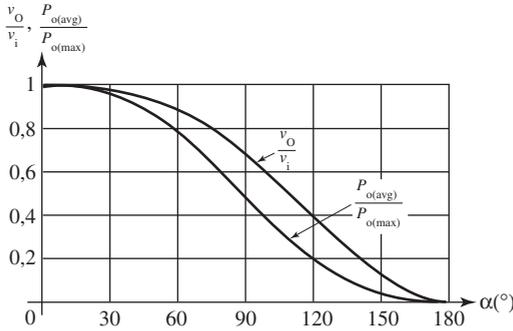
enquanto

$$P_{o(\text{avg})} = V_{o(\text{RMS})}^2/R$$

A avaliação da tensão e da potência de saída para sucessivos valores de ângulos de retardo tem como resultado os valores mostrados na Tabela 11.1.

A característica de controle,  $V_{o(\text{RMS})}/V_i$  e  $P_{o(\text{avg})}/P_{o(\text{max})}$  versus  $\alpha$ , para uma carga resistiva, é plotada na Figura 11.4.

**Figura 11.4:** Variação da tensão e da potência de saída com ângulo de retardo para uma carga resistiva.



Uma vez que a corrente é não-senoidal, o fator de potência apresentado à fonte AC é menor do que a unidade, embora a carga seja resistiva. Qualquer que seja a forma de onda, o fator de potência é, por definição, dado por:

$$\begin{aligned} \text{PF} &= \frac{\text{potência ativa}}{\text{potência aparente}} \\ &= \frac{P}{V_i I_i} \\ &= \frac{\{V_{o(\text{RMS})}^2/R\}}{V_i \{V_{o(\text{RMS})}/R\}} \\ &= \frac{V_{o(\text{RMS})}}{V_i} \end{aligned}$$

Ao substituir a Equação 11.4, obtemos:

$$\text{PF} = \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2}$$

O fator de potência resultante é igual à unidade somente quando  $\alpha$  for igual a zero; ele se torna progressivamente menor à medida que  $\alpha$  aumenta e se torna aproximadamente igual a zero para  $\alpha = \pi$ .

A corrente na chave cai a zero quando a fonte de tensão for zero porque a carga é resistiva. Portanto, quando a chave começar a bloquear, no instante em que a corrente for igual a zero, a tensão da fonte será desprezível. Não haverá o problema de ter um grande  $dv/dt$  na passagem para o estado *desligado*; portanto, será desnecessário usar um *snubber* para reduzir a taxa do crescimento da tensão nos terminais do dispositivo.

Para valores de  $\alpha > 90^\circ$ , a chave bloqueia a fonte de tensão de pico antes que ela passe para o estado *ligado*. A capacidade de tensão mínima da chave é, portanto, o valor de pico da fonte de tensão. Essa capacidade de bloqueio na implementação da chave é necessária em ambas as direções, para o SCR e para o triac.

$$\text{PIV} \geq V_{i(m)}$$

11.10

### Exemplo 11.3

Uma fonte monofásica AC de 120 V controla potência para uma carga resistiva de  $5 \Omega$  usando controle de ciclo integral. Se  $T_{\text{ON}} = 2$  ciclos e  $T = 4$  ciclos, determine:

- a) a potência de saída
- b) o ângulo de retardo necessário se o método de controle de fase for usado para fornecer a mesma potência
- c) a potência de saída, se a carga estiver sempre ligada à fonte

### Solução

a) Da Equação 11.1,

$$P_{o(\text{avg})} = \frac{V_i^2 T_{\text{ON}}}{R T} = \frac{120^2 \cdot 2}{5 \cdot 4} = 1440 \text{ W}$$

b)  $P_{o(\text{avg})} = I_{o(\text{RMS})}^2 R$

Da Equação 11.5,

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2}$$

Portanto,

$$P_{o(\text{avg})} = \frac{V_i^2}{R} \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\} = 1440 \text{ W}$$

O valor requerido é  $\alpha = 90^\circ$ .

$$c) P_{o(\text{avg})} = \frac{V_i^2}{R} = \frac{120^2}{5} = 2880 \text{ W}$$

### Exemplo 11.4

Um controlador monofásico de potência como o da Figura 11.1a alimenta uma carga resistiva. Plote a forma de onda da tensão de saída se o ângulo de retardo for de:

- a)  $30^\circ$
- b)  $90^\circ$
- c)  $120^\circ$
- d)  $150^\circ$

### Solução

As formas de onda da tensão para a carga resistiva e os ângulos de retardo dados são mostrados na Figura 11.5.

### Exemplo 11.5

Um controlador monofásico de potência, alimentado por uma fonte de 120 V, alimenta, por sua vez, uma carga resistiva de  $25 \Omega$ . Determine o valor RMS da corrente na saída e o fator de potência se o ângulo de retardo for de:

- a)  $0^\circ$
- b)  $30^\circ$
- c)  $60^\circ$
- d)  $90^\circ$
- e)  $120^\circ$
- f)  $150^\circ$
- g)  $180^\circ$

### Solução

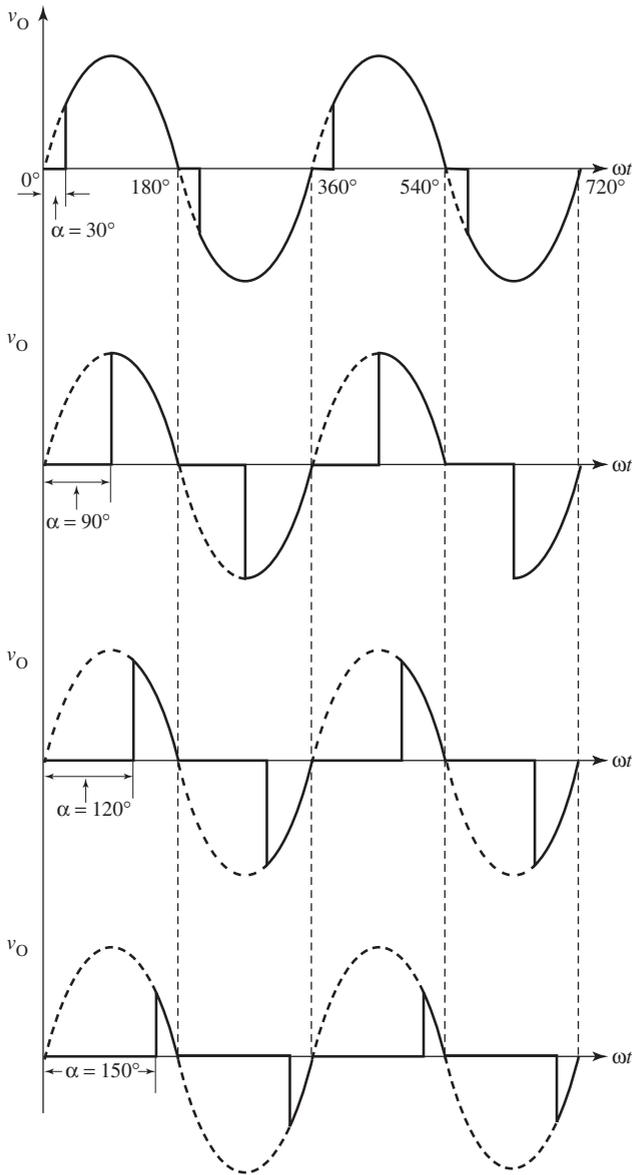
O valor RMS da corrente na saída é dado pela Equação 11.5:

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2}$$

Aqui,

$$V_i/R = 120/25 = 4,8 \text{ A}$$

**Figura 11.5:** Formas de onda do controle de fase AC para uma carga resistiva, para ângulos de retardo variando entre  $30^\circ$  e  $150^\circ$ .



O fator de potência é dado pela Equação 11.9:

$$\text{PF} = \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2}$$

Substituídos os valores de  $\alpha$  nas equações para  $I_{o(RMS)}$  e PF, o resultado é mostrado na Tabela 11.2.

**Tabela 11.2**

$\alpha$ (°)	$I_{o(RMS)}$ (A)	PF
a) 0	4,80	1,0
b) 30	4,73	0,98
c) 60	4,30	0,90
d) 90	3,39	0,71
e) 120	2,13	0,44
f) 150	0,83	0,17
g) 180	0,0	0,0

### Exemplo 11.6

Um controlador monofásico de potência como o da Figura 11.1a alimenta uma carga resistiva de  $100 \Omega$  por uma fonte de 50 V. Plote as formas de onda para a tensão de saída, para a corrente na saída, para as tensões em  $SCR_1$  e em  $SCR_2$  e para a corrente em  $SCR_1$  e em  $SCR_2$  se o ângulo de retardo for de  $60^\circ$ .

#### Solução

As formas de onda são mostradas na Figura 11.6.

### Exemplo 11.7

Uma fonte monofásica AC de 110 V controla potência para uma carga resistiva de  $10 \Omega$ , usando o circuito mostrado na Figura 11.1a. Se  $\alpha = 30^\circ$ , determine:

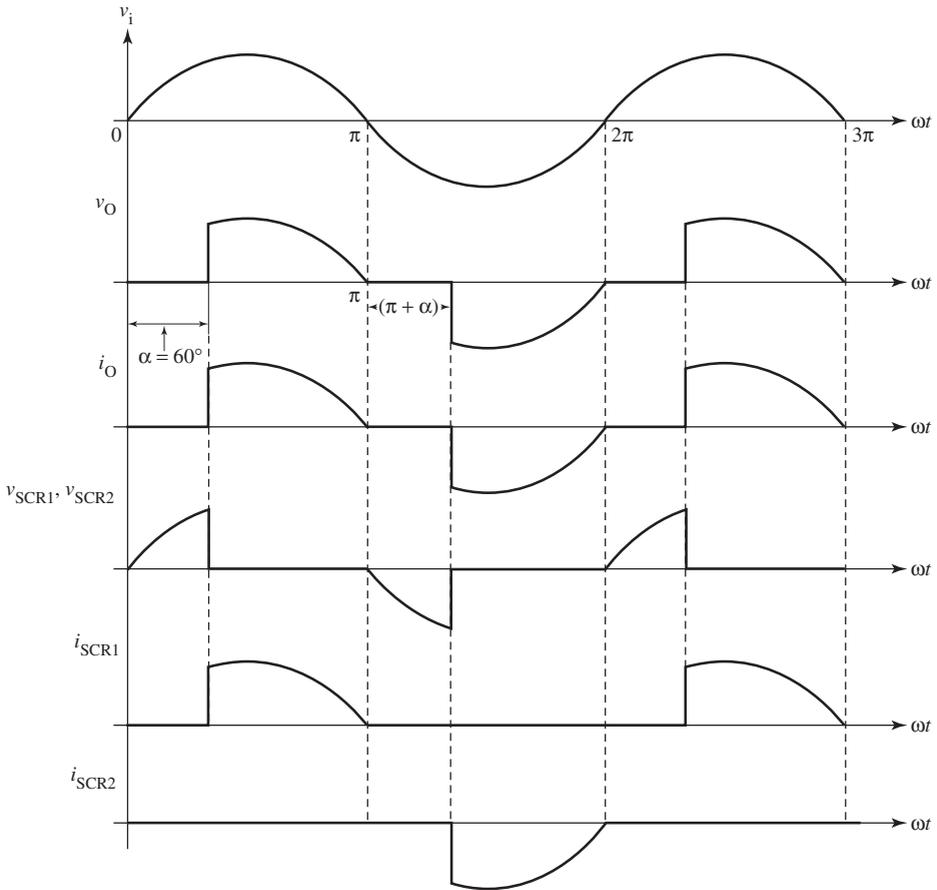
- a corrente máxima na saída
- a potência média na saída
- a tensão de pico inversa
- o valor RMS da corrente de entrada
- o fator de potência do circuito
- o valor RMS da corrente no SCR

#### Solução

$$a) V_m = \sqrt{2} \cdot 110 = 155,5 \text{ V}$$

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{155,5}{10} = 15,5 \text{ A}$$

Figura 11.6: Formas de onda para uma carga resistiva e um ângulo de retardo de  $60^\circ$ .



b) Da Equação 11.5,

$$I_{o(\text{RMS})} = 10,8 \text{ A}$$

$$P_{o(\text{avg})} = I_{o(\text{RMS})}^2 R = (10,8)^2 10 = 1175 \text{ W}$$

c) A chave deve bloquear a fonte de tensão máxima  $V_m$  de 155,5 V.

d) O valor RMS da corrente de entrada é:

$$I_{i(\text{RMS})} = I_{o(\text{RMS})} = 10,8 \text{ A}$$

$$e) \text{ PF} = \frac{P_{o(\text{avg})}}{V_i I_i} = \frac{1175}{110 \cdot 10,8} = 0,99$$

f) O valor RMS da corrente no SCR é:

$$I_{\text{SCR(RMS)}} = \frac{I_{\text{o(RMS)}}}{\sqrt{2}} = 7,64 \text{ A}$$

### Exemplo 11.8

Uma fonte de 120 V controla potência para uma carga resistiva de  $5 \Omega$  usando uma chave para controle de fase. Se a potência necessária na carga for de 1 kW, determine:

- a corrente máxima na carga
- o valor RMS da corrente na carga
- o ângulo de retardo  $\alpha$
- o valor RMS da corrente na chave, caso ela seja um triac
- a corrente média em cada um dos dois SCRs se a chave for como a da Figura

11.1a

- o valor nominal da tensão de pico inversa da chave
- o fator de potência

### Solução

a)  $V_m = \sqrt{2} \cdot 120 = 170 \text{ V}$

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{170}{5} = 34 \text{ A}$$

b) Para  $P_{\text{o(avg)}} = 1000 \text{ W}$ ,

$$1000 = I_{\text{o(RMS)}}^2 \cdot 5$$

$$I_{\text{o(RMS)}} = 14,14 \text{ A}$$

c) Usando a Equação 11.5 para obter o valor de  $\alpha$ ,

$$\alpha = 105^\circ$$

d)  $I_{\text{T(RMS)}}$  é a mesma da corrente na carga, 14,14 A

e) A corrente no SCR é uma forma de onda de um circuito controlado em meia-onda. O valor médio da corrente de cada SCR pode ser encontrado com a Equação 6.2:

$$I_{\text{SCR(avg)}} = \frac{I_m (1 + \cos \alpha)}{2\pi} = \frac{34 (1 + \cos 105^\circ)}{2\pi} = 4 \text{ A}$$

f) A chave deve bloquear ao menos a fonte de tensão máxima, 170 V.

$$g) \text{ PF} = \left\{ 1 - \frac{105}{180} + \frac{\text{sen } 2 \cdot 105}{2\pi} \right\}^{1/2} = 0,58$$

### 11.4.2 Com carga indutiva (RL)

Considere o circuito controlador de tensão AC no qual a carga agora consiste no resistor  $R$  em série com um indutor  $L$ . O circuito é mostrado na Figura 11.7a e as formas de onda correspondentes, na Figura 11.7b.  $\text{SCR}_1$  é acionado em  $\alpha$  e  $\text{SCR}_2$ , em  $\pi + \alpha$ . Quando  $\text{SCR}_1$  passar para o estado *ligado*, a fonte de tensão ficará ligada à carga, fazendo com que a tensão de saída  $v_o = v_i$ . A corrente na saída  $i_o$  se forma em  $\alpha$ . Entretanto, ela não passa a zero em  $\pi$ , mas continua a fluir até  $\beta$ , conhecido como ângulo de extinção. O intervalo durante o qual  $\text{SCR}_1$  conduz é denominado ângulo de condução  $\gamma$  ( $\gamma = \beta - \alpha$ ). Quando  $\text{SCR}_2$  passar para o estado *ligado*, uma corrente reversa fluirá na carga.

Observe no gráfico que o estabelecimento da corrente na saída coincide com o ângulo de disparo. Isto é, o ângulo de fase da carga  $\Phi$  ( $\Phi = \tan^{-1} X_L/R$ ). Nessa condição, obtém-se tensão de saída plena. Além disso, por causa da indutância da carga, o fluxo de corrente é mantido através de SCR mesmo após a tensão de entrada ter sua polaridade invertida e passar a ser negativa. No instante em que a corrente na saída cai a zero, a tensão na chave sofre uma descontinuidade ideal. A tensão de saída é igual à fonte de tensão quando cada SCR conduzir. A forma de onda da tensão de saída tem uma forma senoidal com uma porção vertical removida. A porção que falta da forma de onda da tensão de saída representa a queda de tensão na chave SCR.

O valor RMS da corrente na saída é dado por:

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ 4 \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \left( \cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{6}{\pi} \text{sen } \alpha \cos \alpha \right\}^{1/2} \quad 11.11$$

onde  $\alpha$  está na faixa de  $\pi/2$  a  $\pi$ .

### Exemplo 11.9

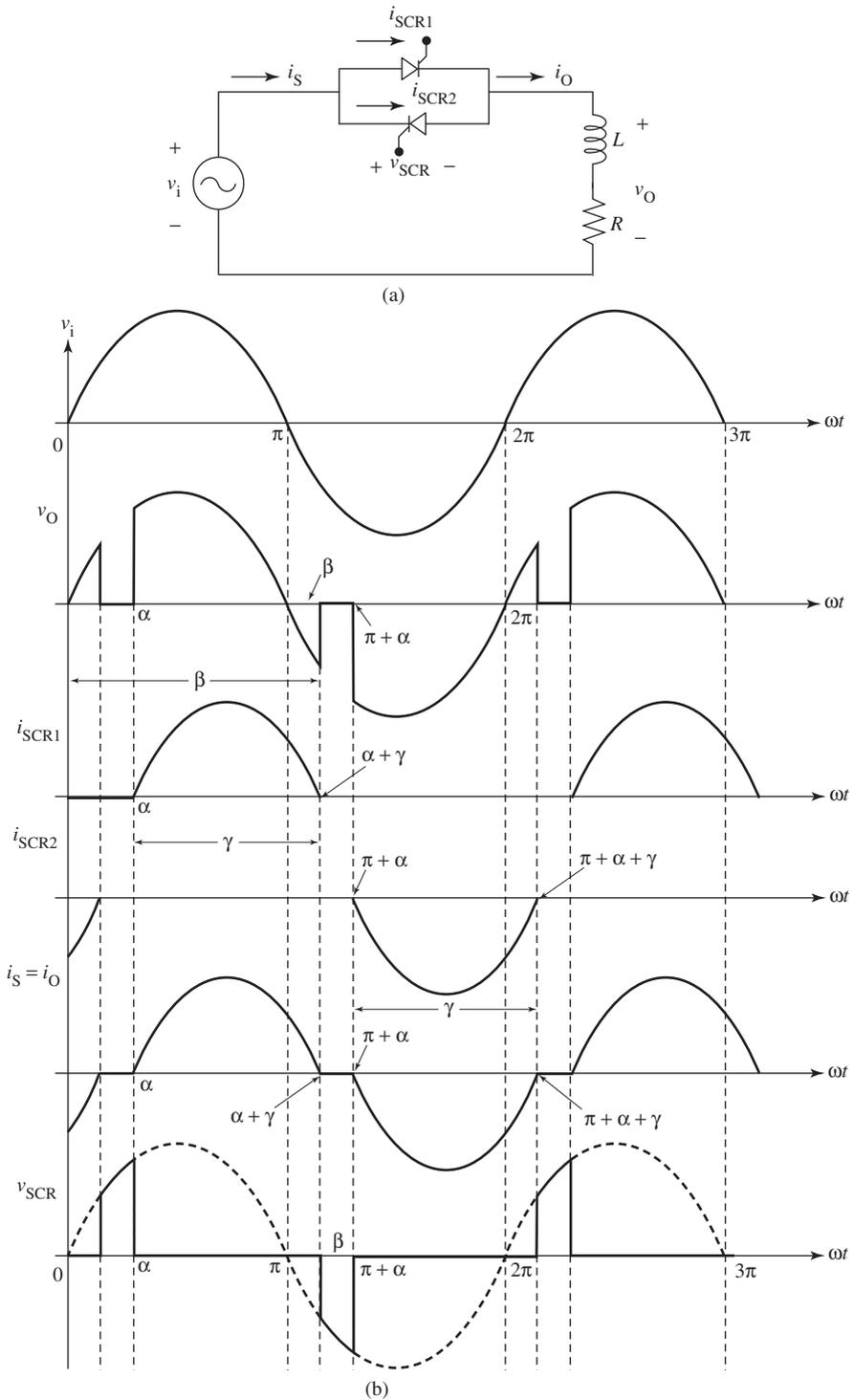
Um controlador monofásico de potência, como o da Figura 11.7a, alimenta uma carga indutiva. Plote as formas de onda da tensão e da corrente de saída se o ângulo de retardo for de:

- 30°
- 90°
- 120°
- 150°

### Solução

Para uma carga indutiva, a corrente na saída fica atrasada em relação à tensão de saída. Se a carga for indutiva pura, o ângulo de fase é de 90°. Portanto, se o ângulo de retardo for menor do que 90°, a corrente não será simétrica. Com um ân-

**Figura 11.7:** a) Circuito de controle de fase AC com carga  $RL$ ; b) forma de onda de tensão e de corrente para uma carga  $RL$ .



gulo de retardo de  $30^\circ$ , obtém-se a forma de onda mostrada na Figura 11.8a. A condução em  $SCR_1$  dura mais que  $180^\circ$  e  $SCR_2$  não conduz porque não há tensão direta sobre ele quando o recebimento do disparo com um pulso em  $\pi + 30^\circ$  acontece. A corrente na saída, assim, é unidirecional. Para evitar essa condição, o ângulo de disparo deve ser ao menos de  $90^\circ$  (ver Figura 11.8b). Quando  $\alpha$  estiver entre  $90^\circ$  e  $180^\circ$ , as formas de onda serão como as das Figuras 11.8c e d. Assim, para cargas indutivas,  $\alpha$  fica limitado à faixa de  $90^\circ$  a  $180^\circ$ .

### Exemplo 11.10

Um controlador monofásico de tensão, com uma carga  $RL$ , está ligado em uma fonte de 110 V. Se  $R = 10 \Omega$ ,  $L = 20$  mH e  $\alpha = 80^\circ$ , determine:

- a corrente RMS na saída
- a corrente RMS no SCR
- a potência entregue à carga
- o fator de potência

### Solução

- a) Da Equação 11.11,

$$I_{o(RMS)} = \frac{110}{10} \left\{ 4 \left( 1 - \frac{80}{180} \right) \left( \cos^2 80 + \frac{1}{2} \right) + \frac{6}{180} \sin 80 \cos 80 \right\}^{1/2} = 5,5 \text{ A}$$

b)  $I_{SCR(RMS)} = I_{o(RMS)} / \sqrt{2} = 3,9 \text{ A}$

c)  $P_{o(avg)} = I_{o(RMS)}^2 R = 5,5^2(10) = 302,5 \text{ W}$

d)  $PF = \frac{P}{S} = \frac{P_{o(avg)}}{V_i I_i} = \frac{P_{o(avg)}}{V_i I_{o(RMS)}} = 0,5$

## 11.5 Controle trifásico de fase AC

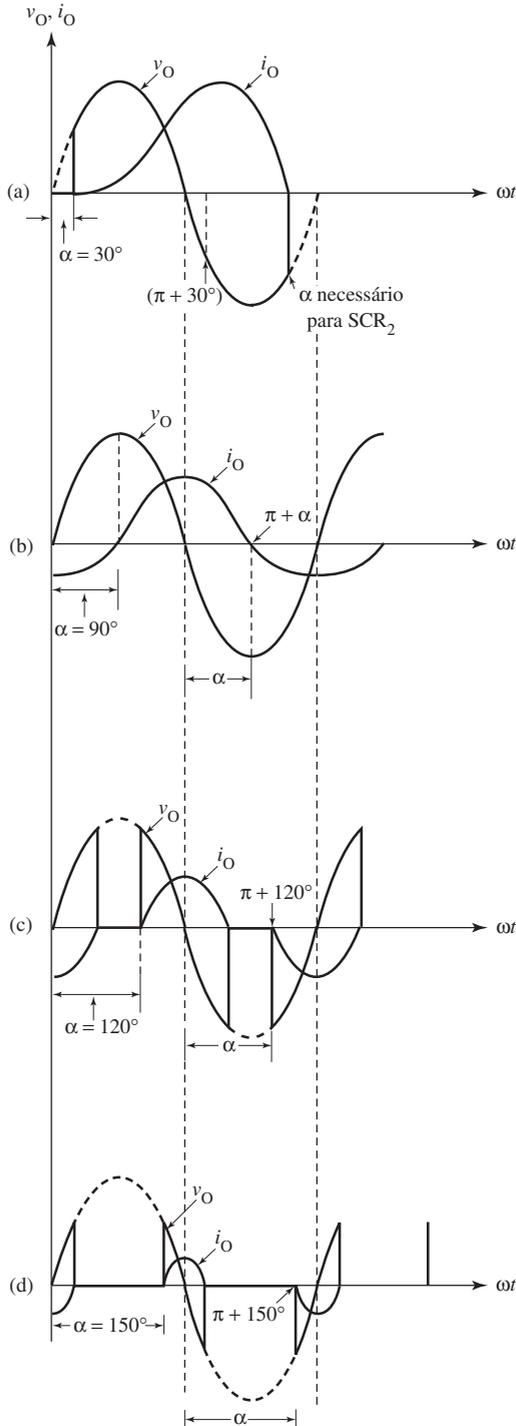
### 11.5.1 Com carga resistiva

Os métodos de controle de fase aplicados a cargas monofásicas também podem ser aplicados a sistemas trifásicos. Um controlador trifásico de potência AC consiste em três ligações monofásicas bidirecionais, utilizando o princípio do controle de fase. Os circuitos mostrados na Figura 11.9 podem ser empregados para variar a potência fornecida à carga resistiva trifásica ligada em Y ou em  $\Delta$ . Implementa-se a chave em cada linha com dois SCRs, em um arranjo paralelo-inverso.

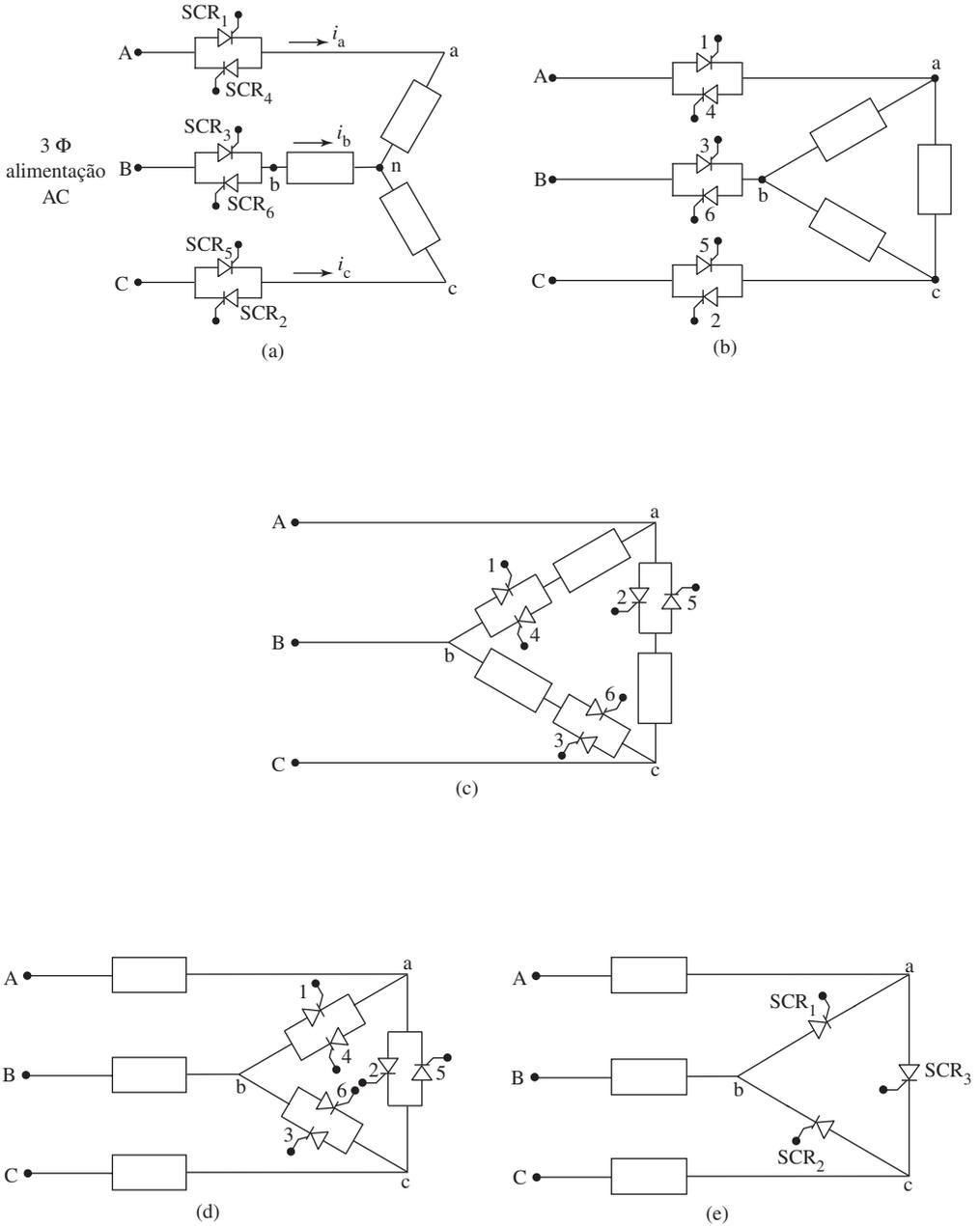
As considerações principais na seleção de circuitos mostrados na Figura 11.9 são:

1. Para uma dada potência, os Circuitos 11.9a e b apresentam tensões mais baixas ( $\sqrt{3}/2$  vezes a tensão de fase de alimentação ou metade da tensão de linha) e correntes mais altas no SCR. Dois pares de SCRs em série são sempre necessários para bloquear a tensão ou conduzir a corrente.

**Figura 11.8:** Formas de onda de tensão e de corrente para uma carga indutiva com ângulos de retardo de: a)  $30^\circ$ ; b)  $90^\circ$ ; c)  $120^\circ$ ; d)  $150^\circ$ .



**Figura 11.9:** Controle de fase AC, chave trifásica: a) conexão em Y para linha controlada; b) conexão em  $\Delta$  para linha controlada; c) conexão em  $\Delta$ ; d) chaveamento neutro usando seis SCRs; e) chaveamento neutro usando três SCRs.



2. O Circuito 11.9c apresenta tensões mais altas e correntes mais baixas. Cada SCR pode conduzir sem depender do outro.
3. O Circuito 11.9d é funcionalmente similar ao da Figura 11.9a. Produz formas de onda da tensão de saída idênticas; mas, uma vez que cada SCR é parte de apenas um caminho de corrente, a corrente média do dispositivo é reduzida à metade. Além disso, como no Circuito 11.9c, cada SCR pode conduzir corrente sem depender do outro.
4. Para o Circuito 11.9e, o controle de tensão de saída  $3\Phi$  também é possível, desde que sejam usados três SCRs em vez de seis. A forma de onda corresponde à corrente dos seis SCRs da Figura 11.9d. Entretanto, os valores nominais da corrente do dispositivo devem ser dobrados.

Para ilustrar o método de análise dos controladores trifásicos de tensão AC, usamos o circuito mostrado na Figura 11.9a como exemplo. A passagem para o estado *ligado* dos SCRs é atrasada por um ângulo  $\alpha$  além do início normal de condução. Para a operação simétrica do circuito, os pulsos de acionamento de porta dos tiristores nas derivações devem ter a mesma seqüência e o mesmo deslocamento da tensão de alimentação. Se SCR<sub>1</sub> for acionado em  $\alpha$ , SCR<sub>3</sub> deve passar para o estado *ligado* em  $\alpha = 120^\circ$  e SCR<sub>5</sub>, em  $\alpha = 240^\circ$ . Os SCRs paralelos-inversos são acionados em  $180^\circ$  a partir de seus parceiros. Portanto, SCR<sub>4</sub> (em paralelo com SCR<sub>1</sub>) é acionado em  $\alpha = 180^\circ$ , SCR<sub>6</sub> em  $\alpha = 300^\circ$  e, finalmente, SCR<sub>2</sub> em  $\alpha = 420^\circ$  (ou  $\alpha + 60^\circ$ ). A ordem de condução é, portanto, SCR<sub>1</sub>, SCR<sub>2</sub>, SCR<sub>3</sub>, SCR<sub>4</sub>, SCR<sub>5</sub>, SCR<sub>6</sub>, SCR<sub>1</sub>..., com um deslocamento de fase de  $60^\circ$ .

Pode-se obter a forma de onda da tensão de saída ao considerar, em primeiro lugar, os diversos constituintes desta que resultam de padrões diferentes de condução de SCR. Há quatro dessas configurações mostradas na Figura 11.10. A Tabela 11.3 mostra as tensões de saída para cada uma.

A Figura 11.11 mostra as formas de onda da tensão de fase e de linha para o circuito da Figura 11.9a, com diferentes ângulos de retardo. A Figura 11.11a mostra a condição de saída máxima, a qual ocorre quando  $\alpha = 0^\circ$ . Observe que o ângulo de retardo  $\alpha$  para cada SCR é medido a partir do ponto de referência em que a corrente começa a fluir através da carga resistiva pura. Quando o ângulo de retardo for pequeno, como na Figura 11.11b — onde  $\alpha = 30^\circ$  —, a condução em cada fase parará

Tabela 11.3

Configuração de circuito	Linhas de condução	Linhas de não-condução	Tensão de saída	
			Fase ( $v_{an}$ )	Linha ( $v_{ab}$ )
a	Todas	Nenhuma	$v_{an} = v_{AB}/\sqrt{3}$	$v_{AB}$
b	A, B	C	$(1/2)v_{AB}$	$v_{AB}$
c	B, C	A	0	$(1/2)v_{CB}$
d	C, A	B	$(1/2)v_{AC}$	$(1/2)v_{AC}$
	Nenhuma	Todas	0	$v_{AB}$

**Figura 11.10:** Configurações de circuitos para obtenção de uma tensão de saída na Figura 11.9a com carga balanceada.

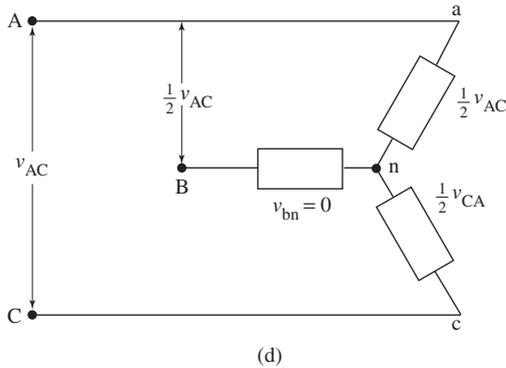
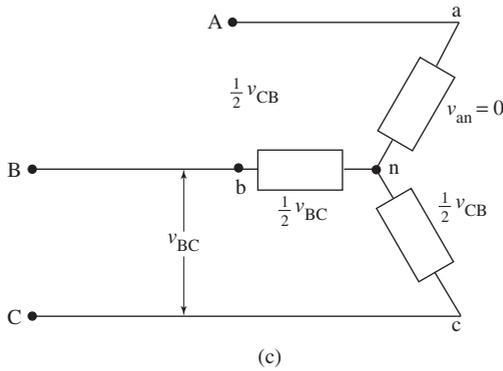
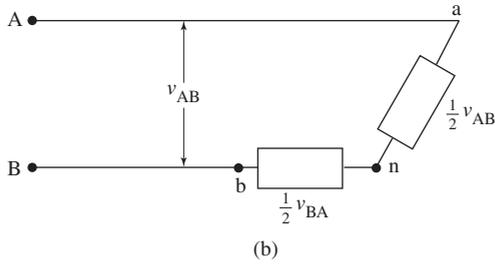
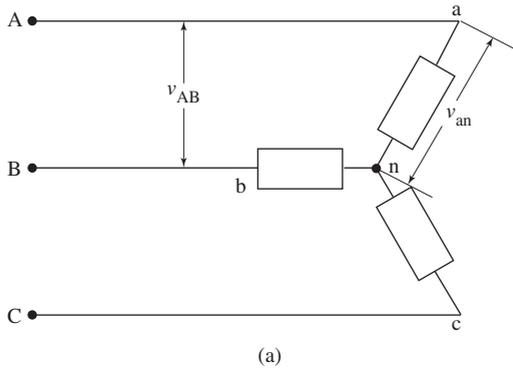


Figura 11.11: Formas de onda da tensão da saída para o circuito da Figura 11.9a com ângulos de retardo de: a)  $0^\circ$ ;

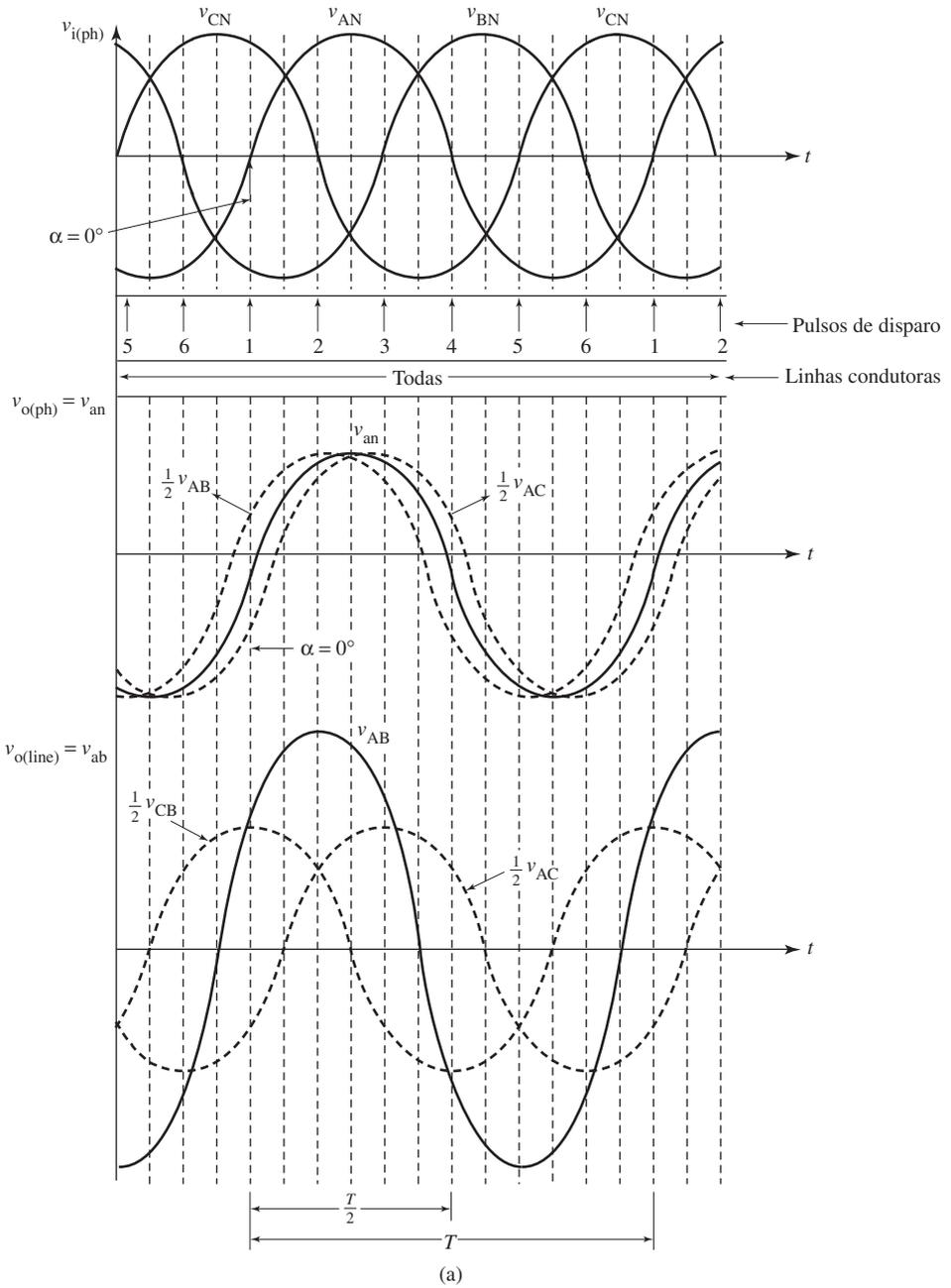
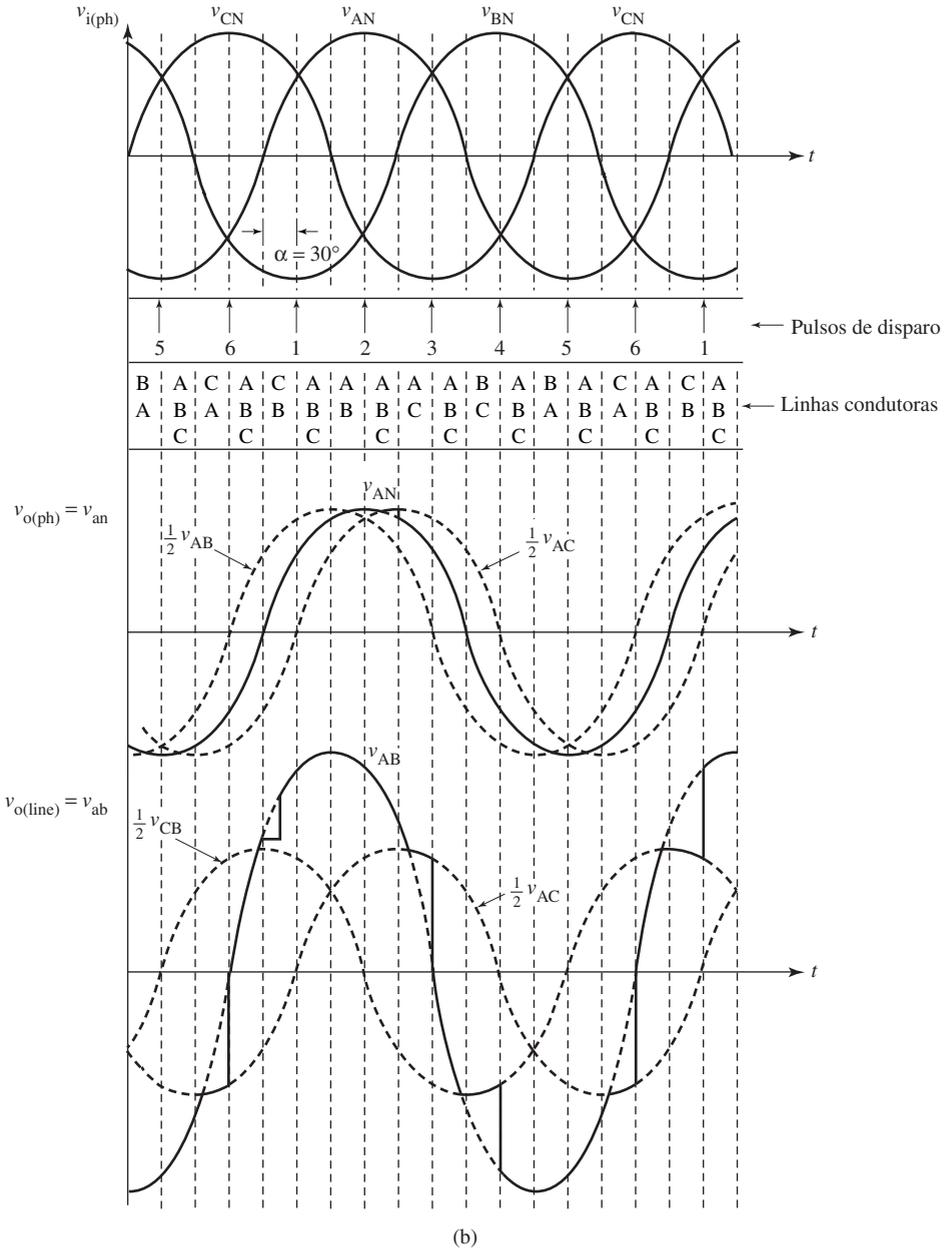
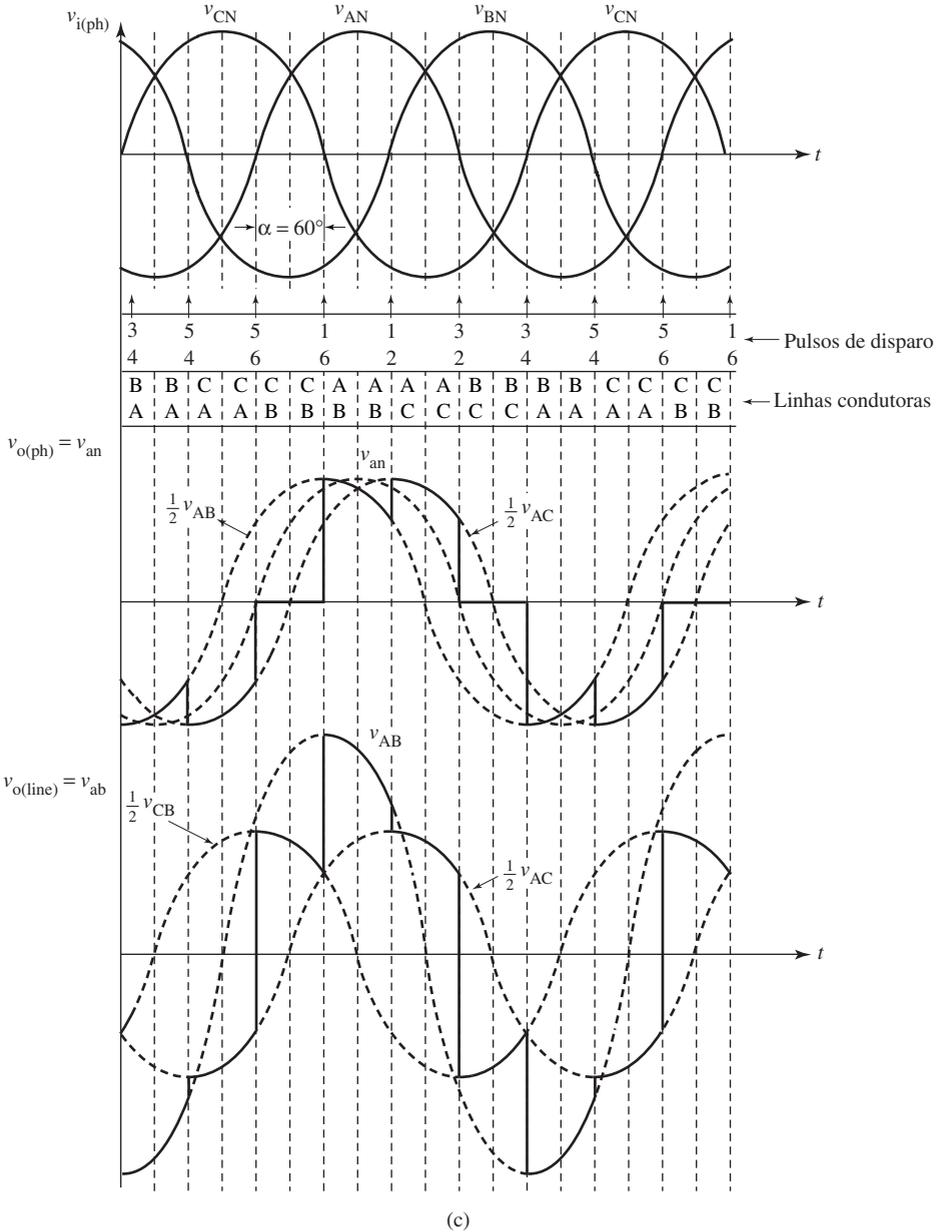


Figura 11.11 (continuação): b)  $30^\circ$ ;



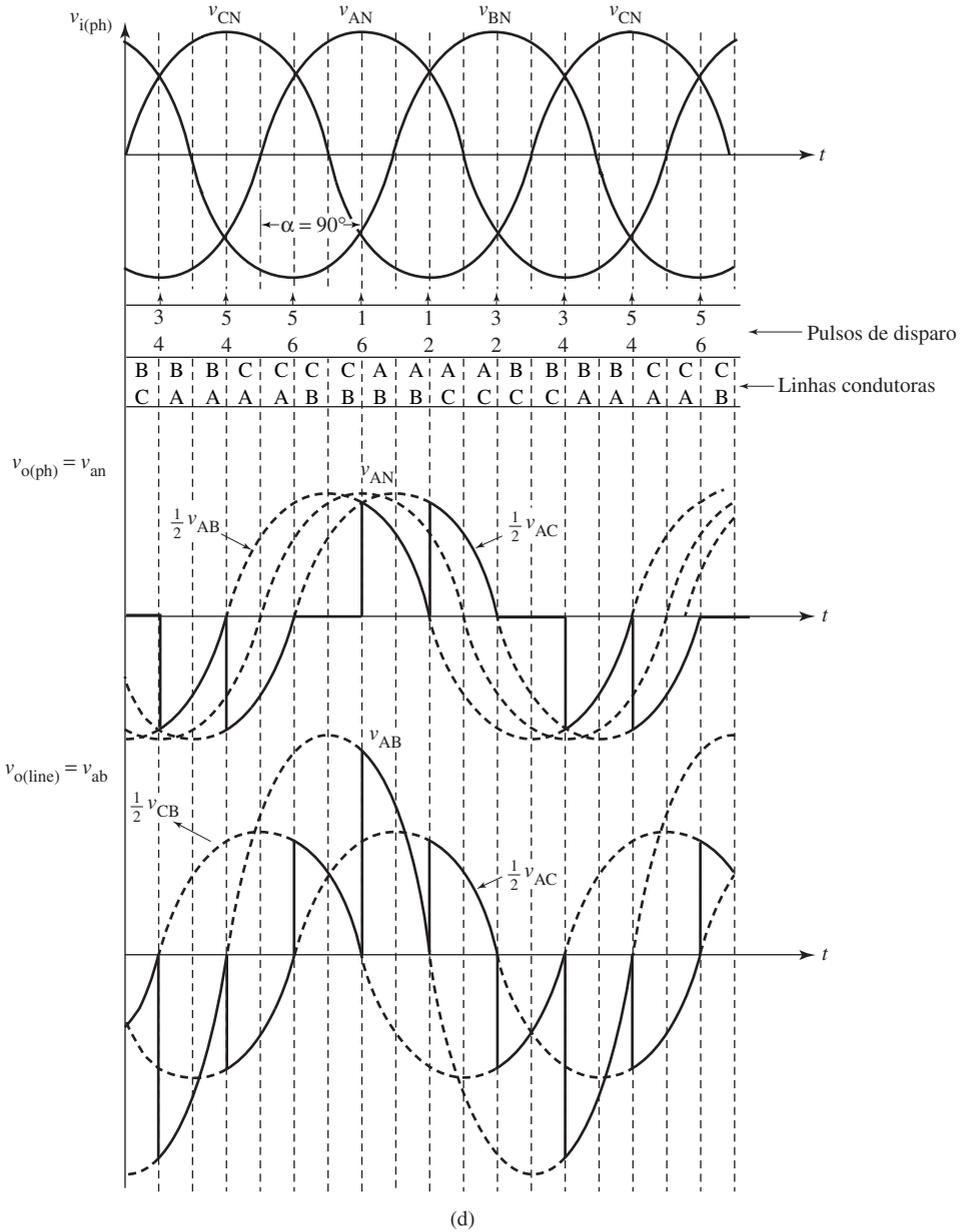
$180^\circ$  após o ponto de referência. As três linhas começam a conduzir de novo assim que cada SCR passar para o estado *ligado*. Quando  $\alpha$  chegar a  $60^\circ$  (ver Figura 11.11c), a passagem para o estado *ligado* de um SCR fará com que o outro, que vinha conduzindo, passe para o estado *desligado*, de modo que somente duas linhas estejam sempre conduzindo. Para  $\alpha > 90^\circ$ , o período de condução é reduzido ao ponto em que

Figura 11.11 (continuação): c)  $60^\circ$ ;



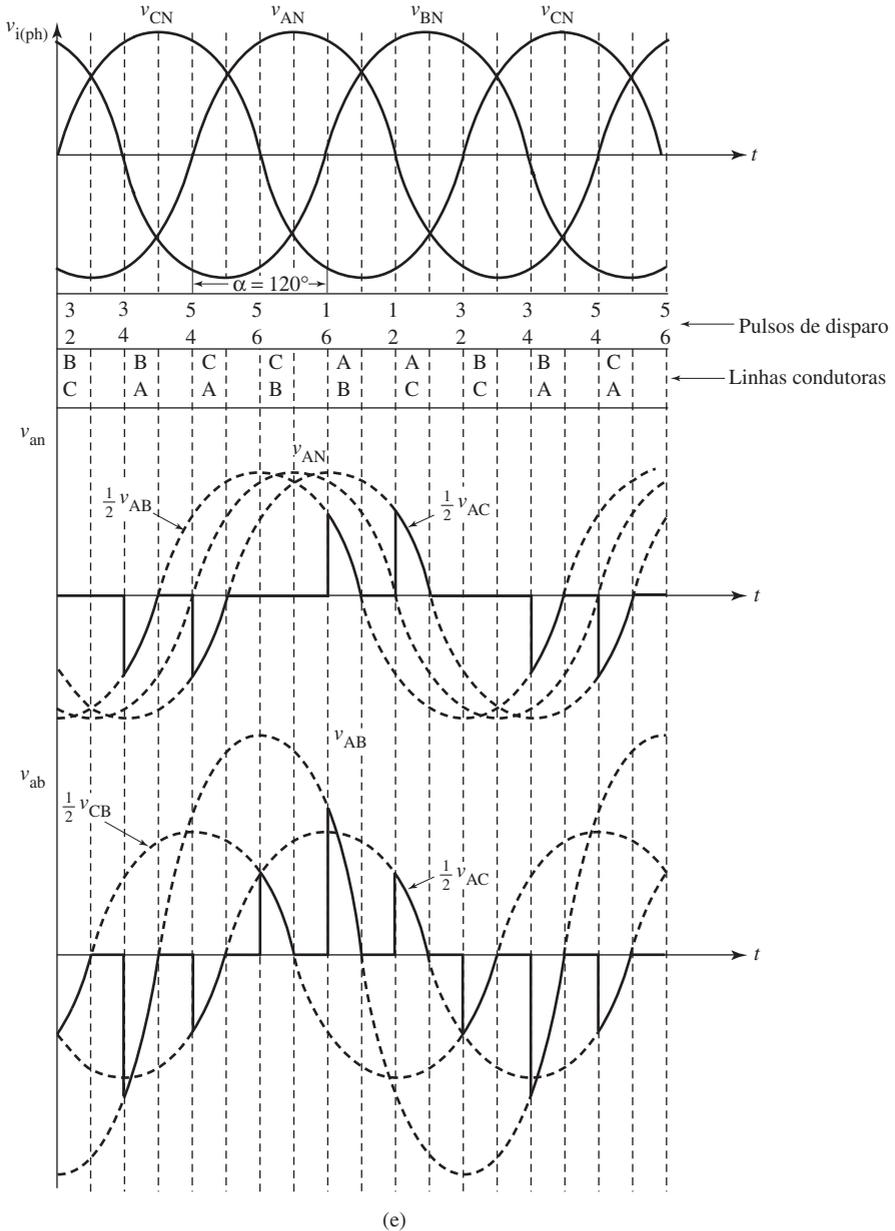
se torna necessário disparar, simultaneamente, pares de SCRs, a fim de estabelecer caminhos de condução. Isso significa que cada dispositivo deve receber dois pulsos de disparo, separados por  $60^\circ$  em cada ciclo, como mostram as Figuras 11.11d e 11.11e. Se  $\alpha$  alcançar  $150^\circ$ , a corrente em cada linha cairá a zero e apresentará saída zero. Assim, a faixa operacional para o ângulo de retardo vai de  $0^\circ$  a  $150^\circ$ .

Figura 11.11 (continuação): d)  $90^\circ$ ;



A análise precedente pode ser resumida em três modos de operação possíveis para o circuito da Figura 11.9a:

Figura 11.11 (continuação): e)  $120^\circ$ .



**Modo I ( $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ ).** Um dispositivo em cada linha conduz, ou seja, três dispositivos conduzem ao mesmo tempo. Nesse caso, aplica-se a teoria normal do trifásico. A saída plena ocorre quando  $\alpha = 0^\circ$ . Quando  $\alpha \leq 60^\circ$  e os três dispositivos estiverem conduzindo, as correntes de carga serão as mesmas de uma carga resistiva trifásica não-controlada. O valor RMS da corrente na saída é dado por:

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{1}{3} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{4\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.12$$

**Modo II ( $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ ).** Um dispositivo conduz em cada uma das duas linhas AC. Isso significa que somente dois SCRs estarão conduzindo e duas linhas atuarão como alimentação monofásica para a carga.

Durante os intervalos em que uma das correntes de linha for nula, as outras duas fases estarão efetivamente em série e formarão uma carga monofásica ligada a duas das três linhas da fonte de tensão. A tensão de fase será igual à metade da tensão de linha. A condução-padrão em qualquer intervalo de  $60^\circ$  será repetida durante o intervalo seguinte de  $60^\circ$ , com uma permutação de fases e de sinal da corrente. A variação da corrente para a Fase A durante um dado intervalo de  $60^\circ$ , por exemplo, será repetida nos próximos  $60^\circ$  para a Fase C, exceto no que diz respeito a uma mudança no sinal algébrico da corrente.

O valor RMS da corrente na saída é dado por:

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{1}{6} - \frac{3 \text{sen } 2\alpha}{8\pi} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{8\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.13$$

**Modo III ( $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$ ).** Não mais de dois SCRs conduzem a cada instante. Às vezes nenhum dos dispositivos conduz. Para  $\alpha \geq 90^\circ$ , quando todos os dispositivos estiverem desligados, desenvolve-se um período de saída no qual ela é nula. A tensão de saída passa a ser nula para  $\alpha = 150^\circ$ .

A equação para o valor RMS da corrente na saída é:

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{8\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{8\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.14$$

Observe que, para os três modos (Equações 11.12 a 11.14),

$$V_{o(\text{RMS})} = \sqrt{3} I_{o(\text{RMS})} R \quad 11.15$$

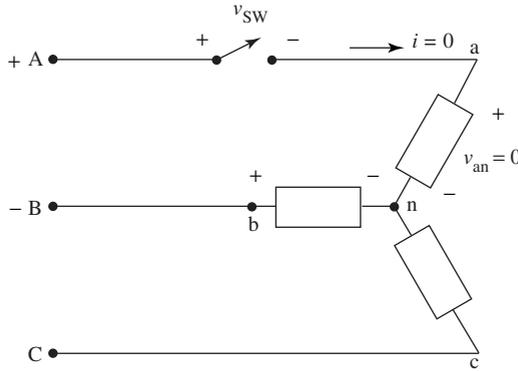
As formas de onda da Figura 11.11 sugerem que a corrente máxima na chave possa ser menor do que no caso em que não há controle de fase. Para  $\alpha < 30^\circ$ , a corrente máxima não é afetada, enquanto para  $\alpha > 30^\circ$  ela fica reduzida. Se operarmos o controlador com  $\alpha$  igual a zero, o valor nominal da corrente do dispositivo de chaveamento deve ser escolhido com base nas condições de condução plena.

O circuito mostrado na Figura 11.12 pode ser usado para se determinar o valor nominal da tensão dos dispositivos de chaveamento. No intervalo em que a Fase A não estiver conduzindo, a tensão na chave pode ser determinada ao definir-se a lei de Kirchhoff das tensões (KVL) para a malha superior:

$$v_{AB} - v_{sw} + v_{bn} = 0$$

$$v_{sw} = v_{AB} + v_{bn}$$

**Figura 11.12:** Valor nominal de tensão do dispositivo para chaveamento.



Agora,

$$v_{bn} = \frac{v_{BC}}{2}$$

Portanto,

$$v_{sw} = v_{AB} + (v_{BC}/2) = 1,5 v_{ph} \tag{11.16}$$

Um valor nominal adequado para o dispositivo de chaveamento seria, portanto, no mínimo igual a  $V_{L(max)}$ .

**Exemplo 11.11**

O controlador trifásico de potência mostrado na Figura 11.13 alimenta uma carga resistiva balanceada conectada em  $\Delta$ . Se o ângulo de retardo for de  $45^\circ$ , plote a forma de onda da tensão de saída em qualquer fase e a tensão em qualquer par de SCRs.

**Solução**

As formas de onda são mostradas na Figura 11.14.

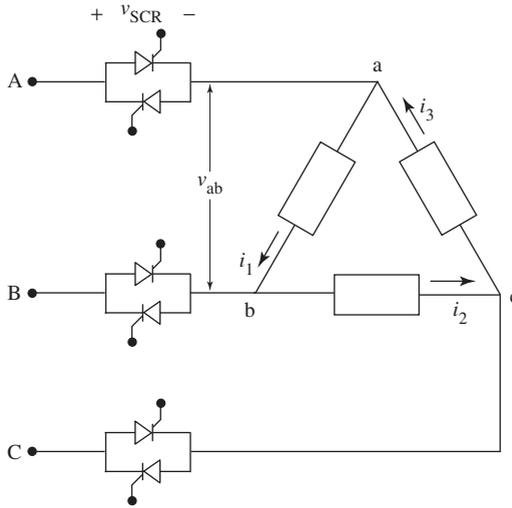
**Exemplo 11.12**

Repita o Exemplo 11.11 para uma carga resistiva balanceada conectada em Y.

**Solução**

As formas de onda são mostradas na Figura 11.15.

Figura 11.13: Ver Exemplo 11.11.



### Exemplo 11.13

O controlador trifásico de potência mostrado na Figura 11.9c alimenta uma carga resistiva balanceada. Plote as formas de onda da tensão de saída, a corrente na saída e a tensão no SCR para os seguintes ângulos de retardo:

- $0^\circ$
- $30^\circ$
- $60^\circ$
- $90^\circ$
- $120^\circ$
- $150^\circ$
- $180^\circ$

### Solução

As formas de onda de tensão são mostradas na Figura 11.16. As formas de onda da corrente na saída são idênticas às da tensão de saída, uma vez que a corrente segue a tensão para cargas resistivas.

### Exemplo 11.14

O controlador trifásico de potência mostrado na Figura 11.9a alimenta uma carga resistiva balanceada. Plote a forma de onda das três tensões de fase de saída para os seguintes ângulos de retardo:

- $\alpha < 60^\circ$
- $60^\circ < \alpha < 90^\circ$
- $\alpha > 90^\circ$

Solução

A Figura 11.17 mostra as formas de onda das tensões de fase para ângulos de retardo diferentes.

Figura 11.14: Formas de onda para uma carga resistiva ligada em  $\Delta$ .

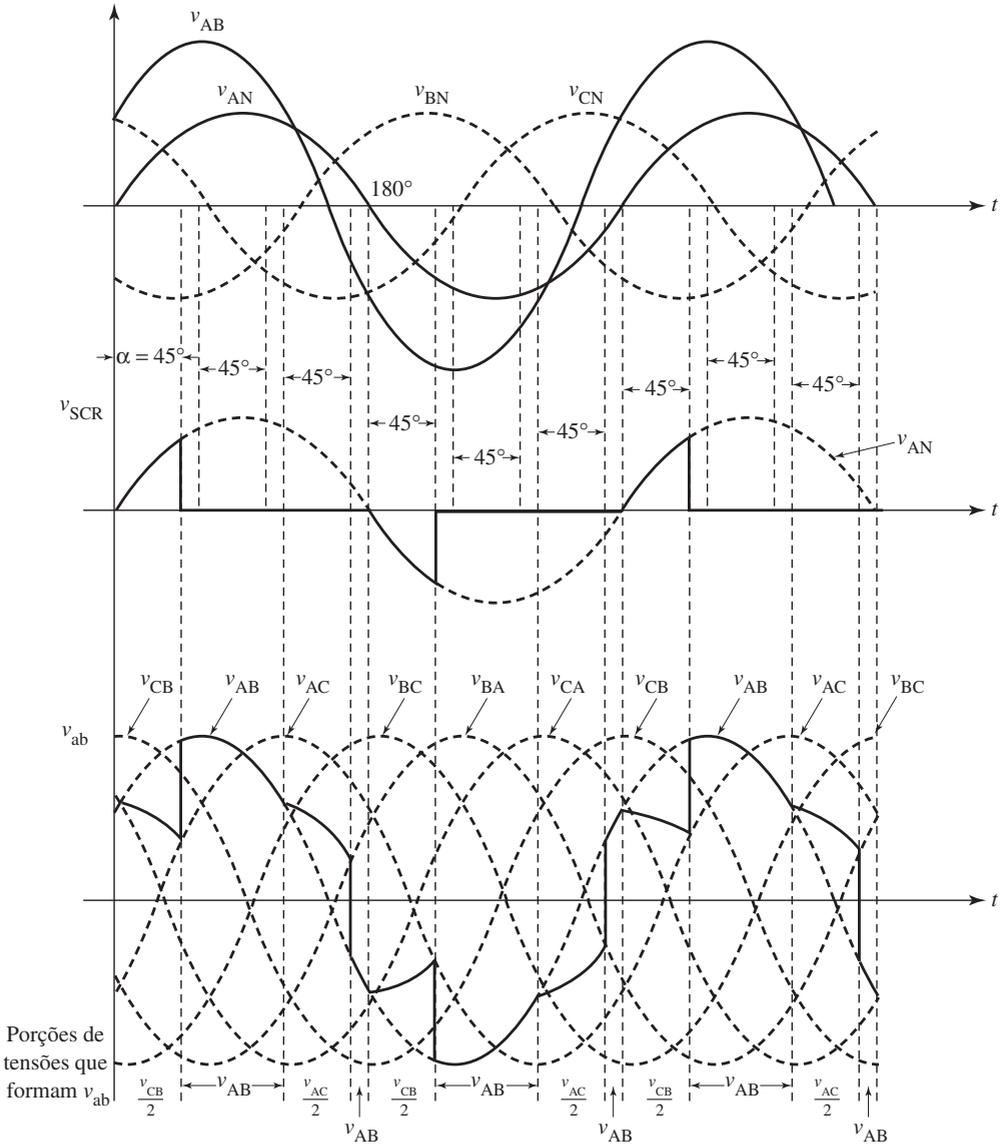
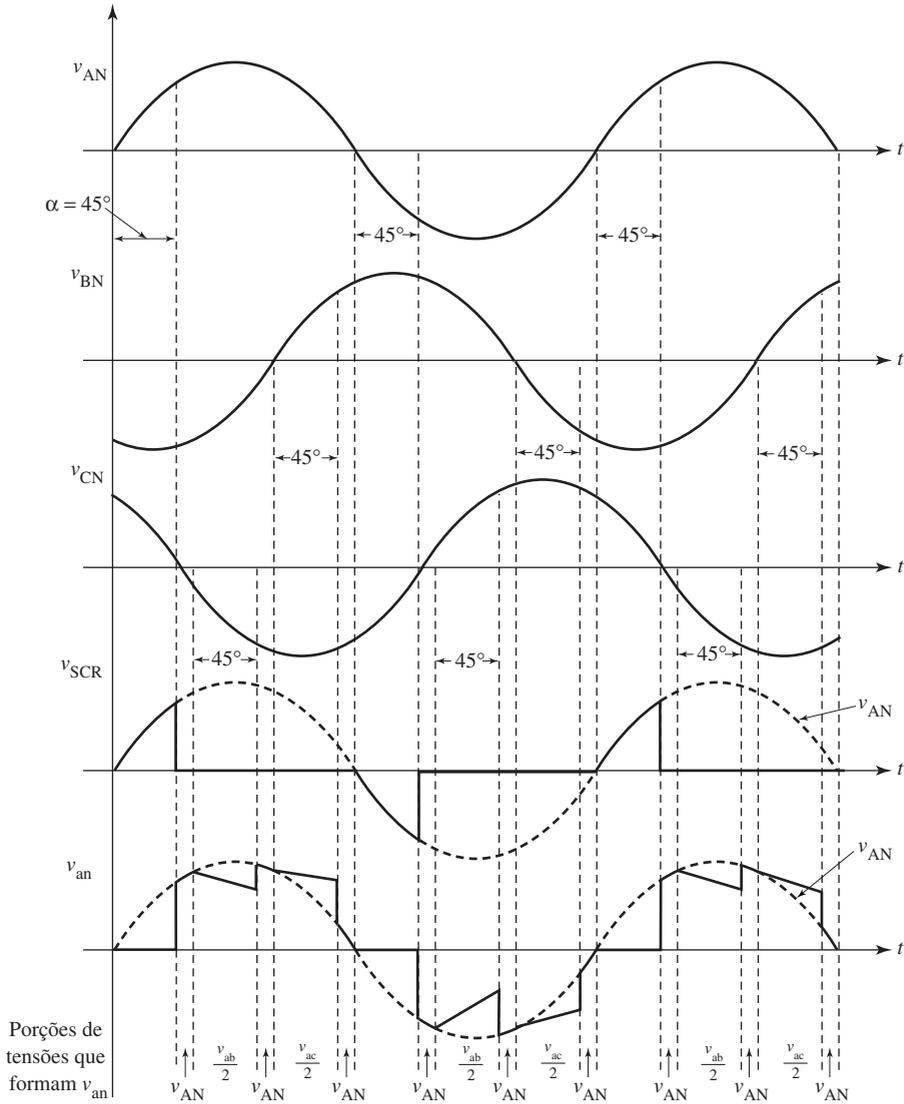


Figura 11.15: Formas de onda para uma carga resistiva conectada em Y.



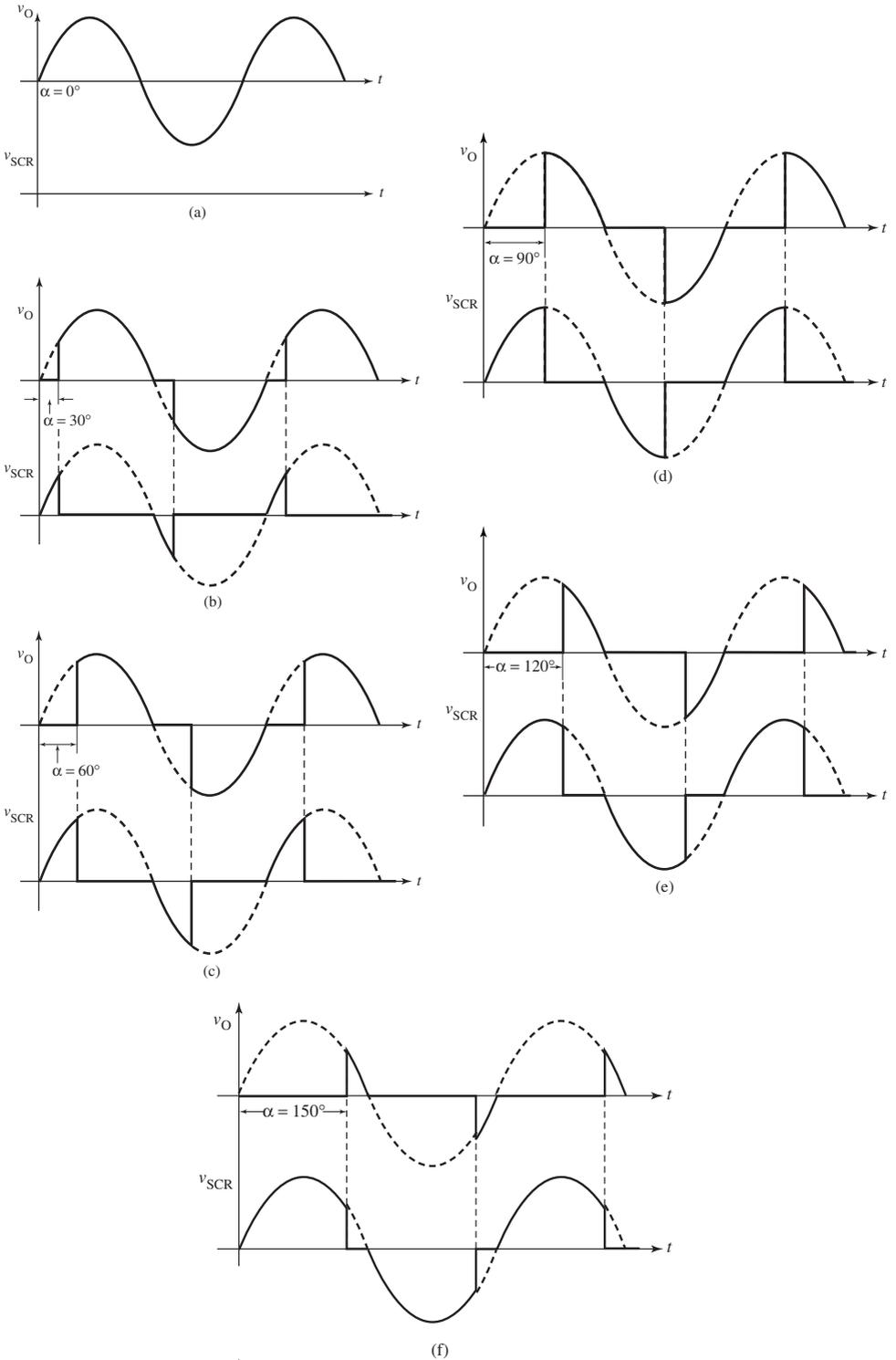
**Exemplo 11.15**

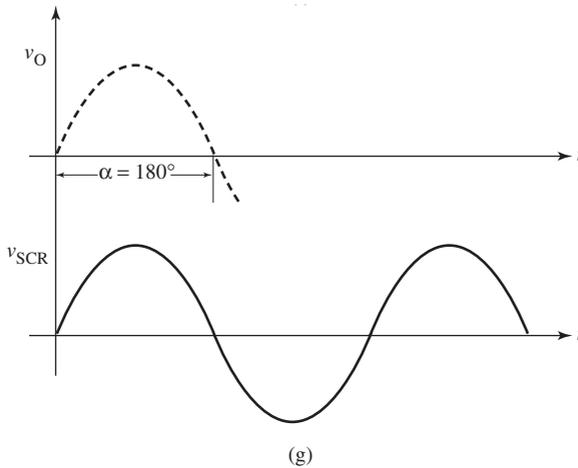
O controlador trifásico de potência mostrado na Figura 11.9a alimenta uma carga resistiva balanceada. Plote as formas de onda da corrente de linha  $i_a$ , a tensão de linha da saída  $v_{ab}$  e a tensão no SCR quando o ângulo de retardo  $\alpha$  for de  $100^\circ$ .

**Solução**

A Figura 11.18 mostra as formas de onda para uma carga resistiva com um ângulo de retardo de  $100^\circ$ .

Figura 11.16: Formas de onda para uma carga resistiva balanceada.



**Figura 11.16 (continuação):** Formas de onda para uma carga resistiva balanceada.

### 11.5.2 Com carga indutiva ( $RL$ )

Com uma carga  $RL$ , as formas de onda da Figura 11.11 são um tanto diferentes porque a corrente não é mais contínua nos pontos em que há chaveamento. As tensões e as correntes não podem ser determinadas com facilidade, uma vez que cada uma delas depende não somente do valor presente, mas também de condições anteriores.

As formas de onda das correntes na carga mostradas na Figura 11.19 são desenhadas para uma carga indutiva com um ângulo de retardo de  $100^\circ$ . A forma de onda da corrente em uma fase, como pode ser observado, é idêntica à forma de onda da corrente em outra fase, exceto no que diz respeito ao deslocamento de fase de  $60^\circ$  e à inversão de sinal.

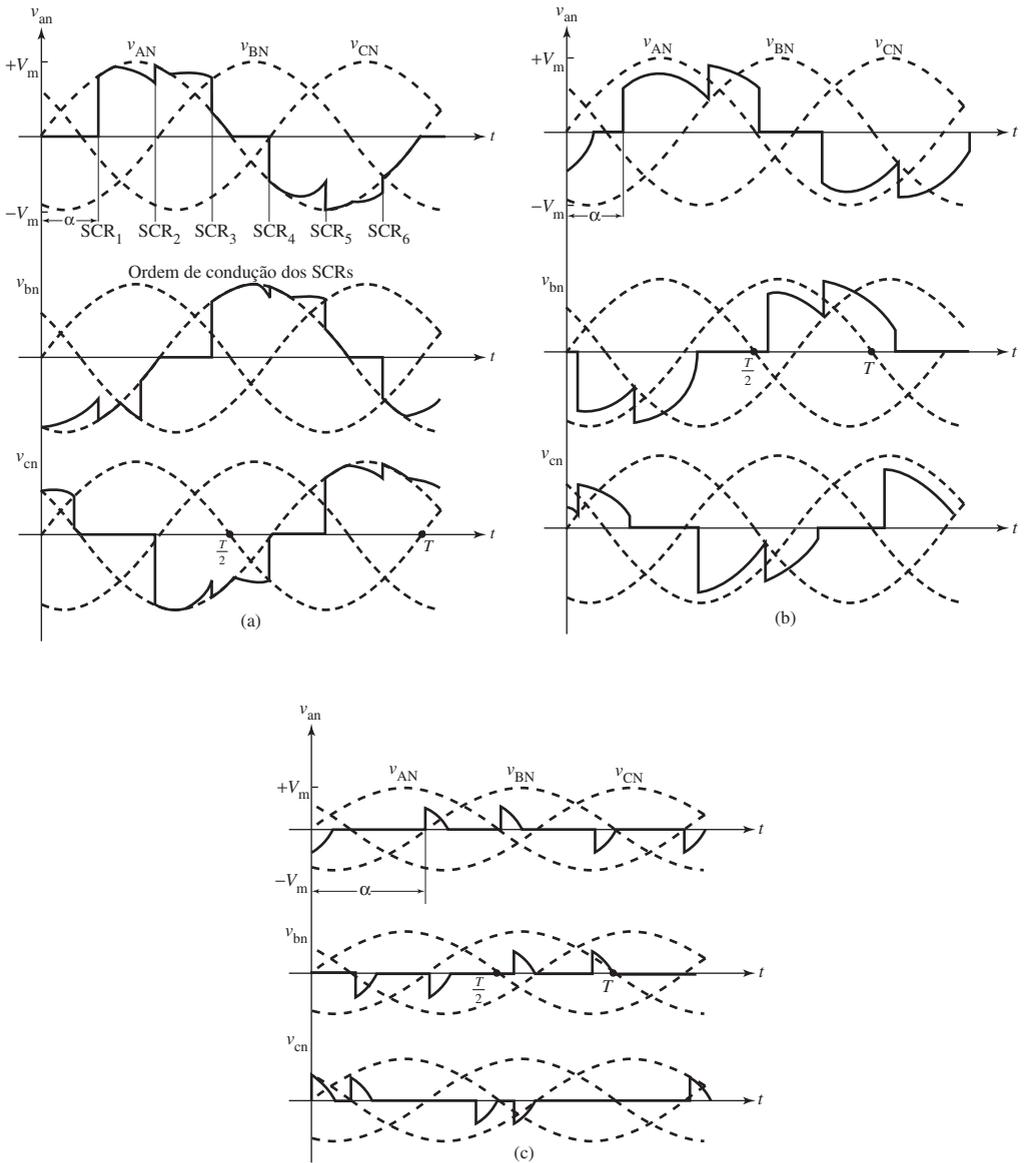
O valor nominal da tensão das chaves deve ser no mínimo igual à tensão de linha máxima da fonte. Uma vez que a carga é indutiva, cada chave fica sujeita a uma rápida mudança na tensão quando sua corrente cai a zero. Um circuito snubber em paralelo com a chave costuma ser usado para evitar disparos não-programados. O valor nominal da corrente dos dispositivos de chaveamento é determinado pela corrente em  $\alpha = 0^\circ$ .

### Exemplo 11.16

O controlador trifásico de potência mostrado na Figura 11.9c alimenta uma carga indutiva balanceada. Plote a forma de onda da tensão de saída, a tensão no SCR e as correntes de fase e de linha para os seguintes ângulos de retardo:

- a)  $90^\circ$
- b)  $120^\circ$

**Figura 11.17:** Formas de onda da tensão da fase em uma carga:  
 a)  $\alpha < 60^\circ$ ; b)  $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ ; c)  $\alpha > 90^\circ$ .



- c)  $150^\circ$
- d)  $165^\circ$
- e)  $180^\circ$

**Solução**

As formas de onda são mostradas na Figura 11.20.

Figura 11.18: Formas de onda para uma carga resistiva com um ângulo de retardo de 100°.

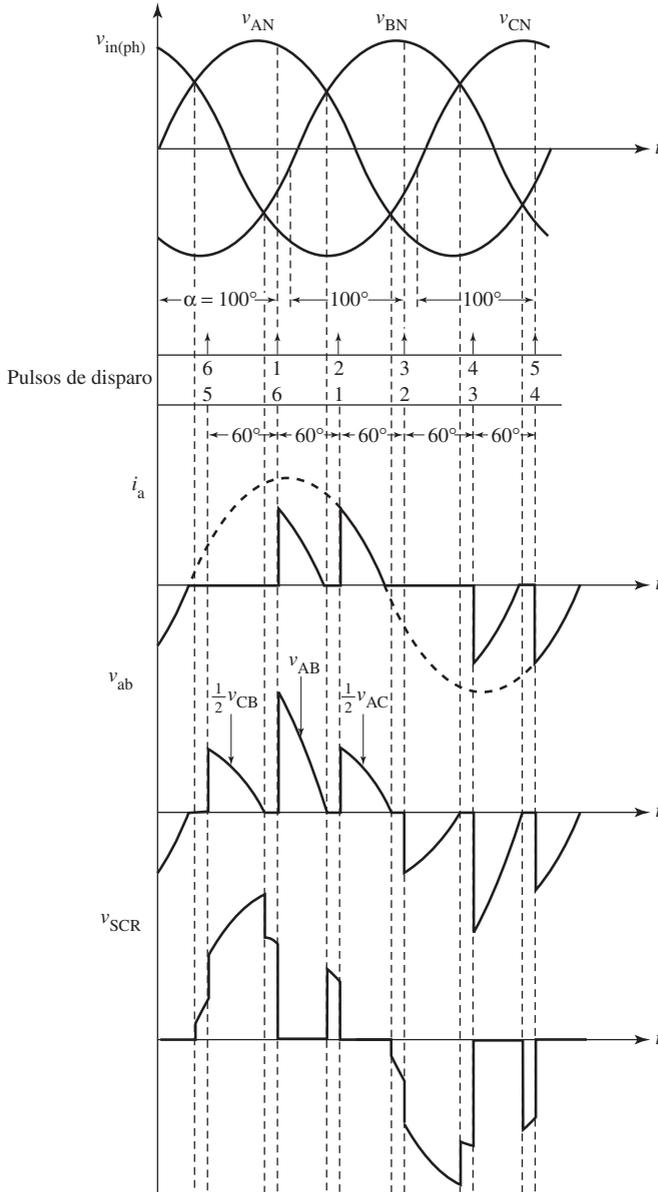


Figura 11.19: Formas de onda para uma carga indutiva com um ângulo de retardo de  $100^\circ$ .

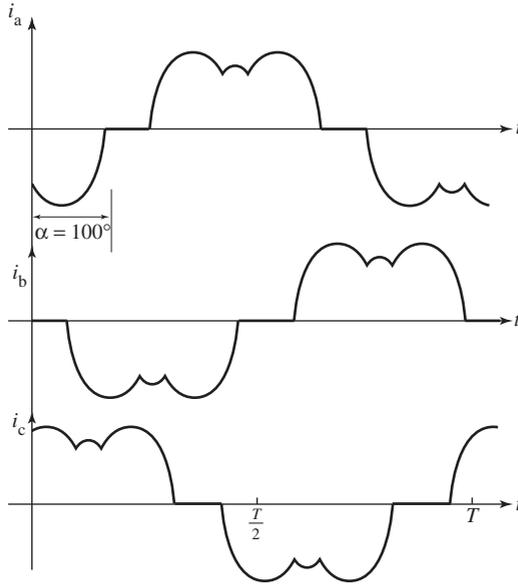
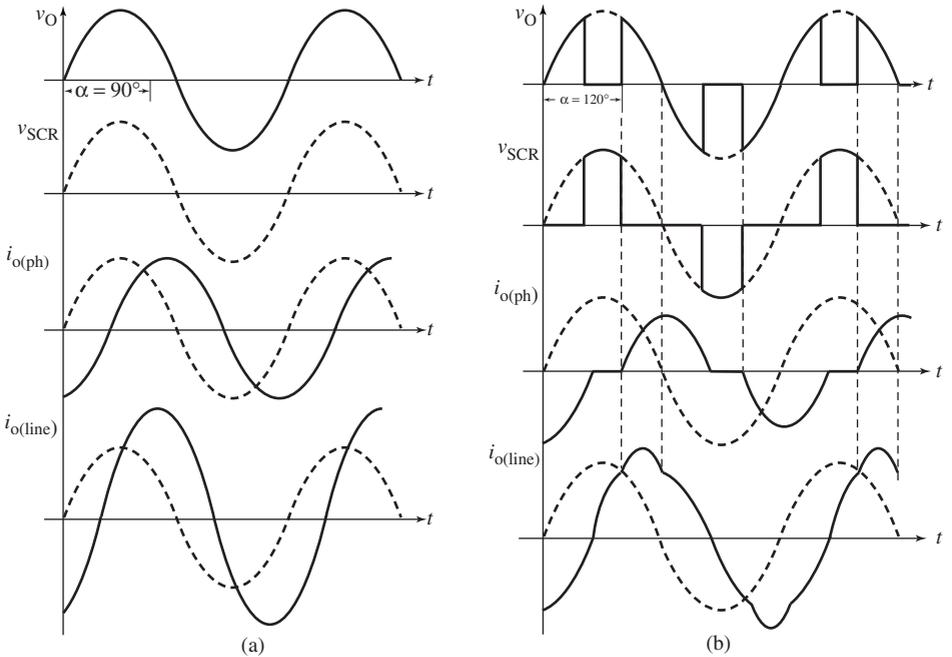
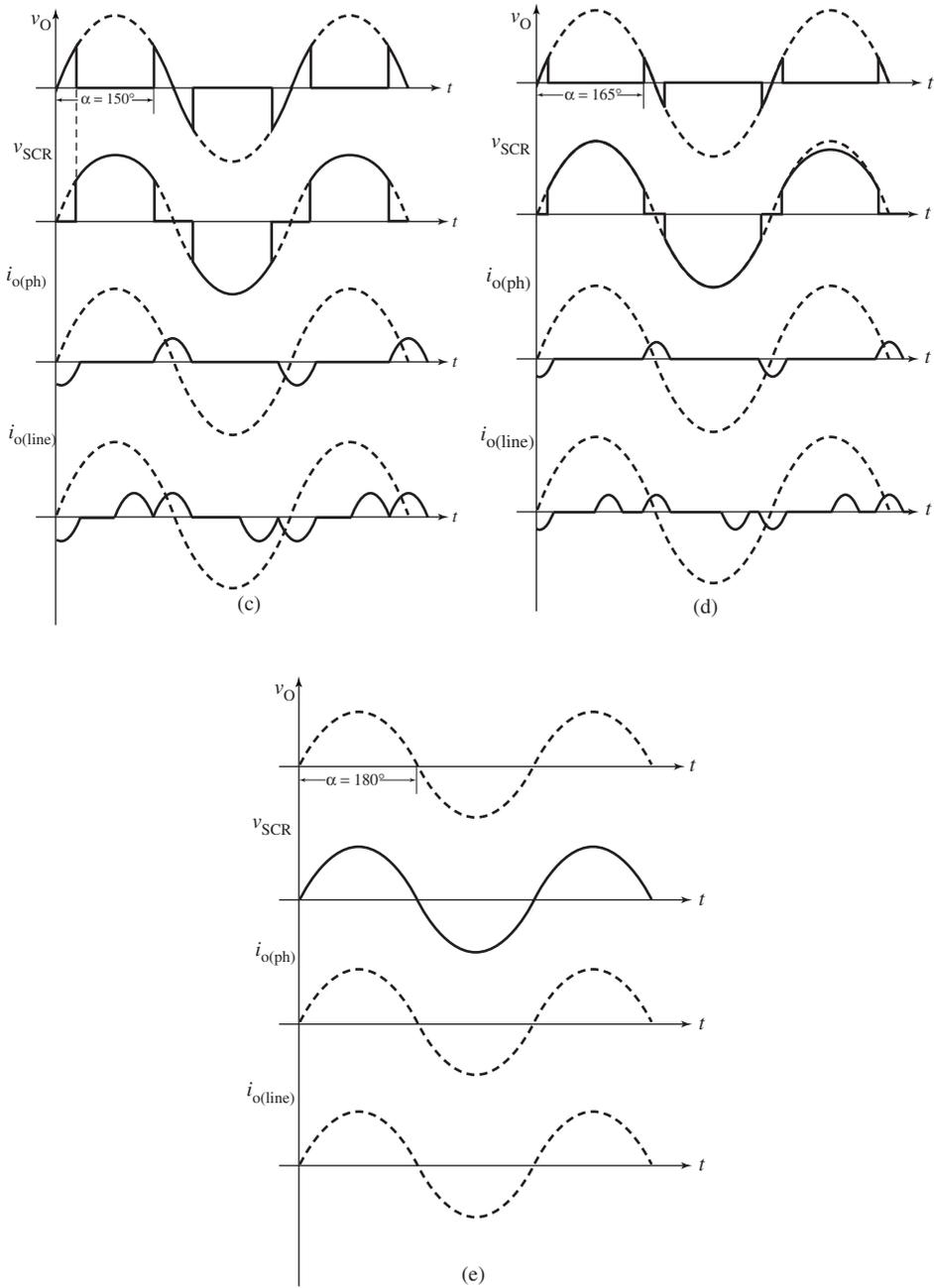


Figura 11.20: Formas de onda para uma carga  $RL$  balanceada: a)  $\alpha = 90^\circ$ ; b)  $\alpha = 120^\circ$ ;



**Figura 11.20 (continuação):** Formas de onda para uma carga  $RL$  balanceada:  
 c)  $\alpha = 150^\circ$ ; d)  $\alpha = 165^\circ$ ; e)  $\alpha = 180^\circ$ .



## 11.6 Controladores semicontrolados de tensão AC

O controlador semicontrolado trifásico é mais simples porque requer somente três SCRs. O caminho de retorno se dá pelos diodos. A Figura 11.21 mostra o circuito com cargas resistivas balanceadas conectadas em Y e em  $\Delta$ . As formas de onda da tensão de fase e de linha para os três ângulos de retardo diferentes são mostradas na Figura 11.22.

**Figura 11.21:** Diagramas do circuito para controlador trifásico de tensão AC de meia-onda: a) carga conectada em Y; b) carga conectada em  $\Delta$ .

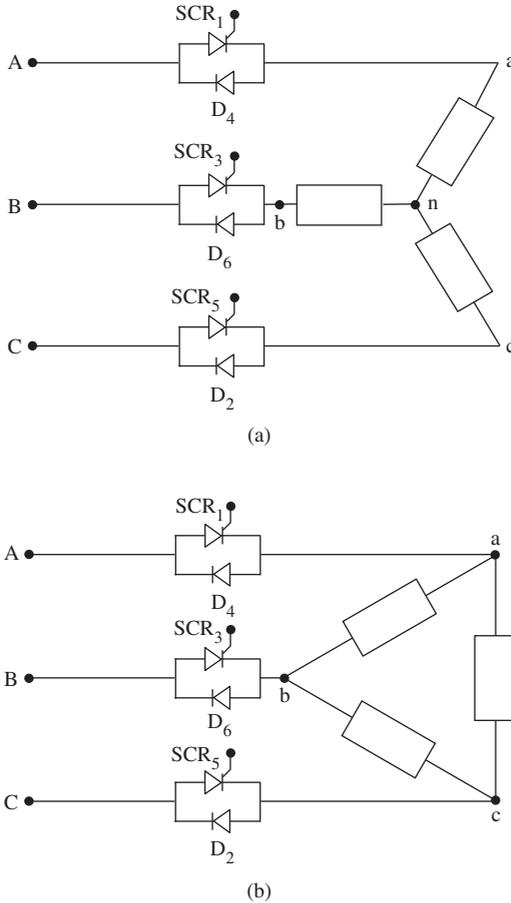


Figura 11.22: Tensões de linha e de fase de um controlador trifásico AC de meia-onda para ângulos de retardo de: a)  $30^\circ$ ;

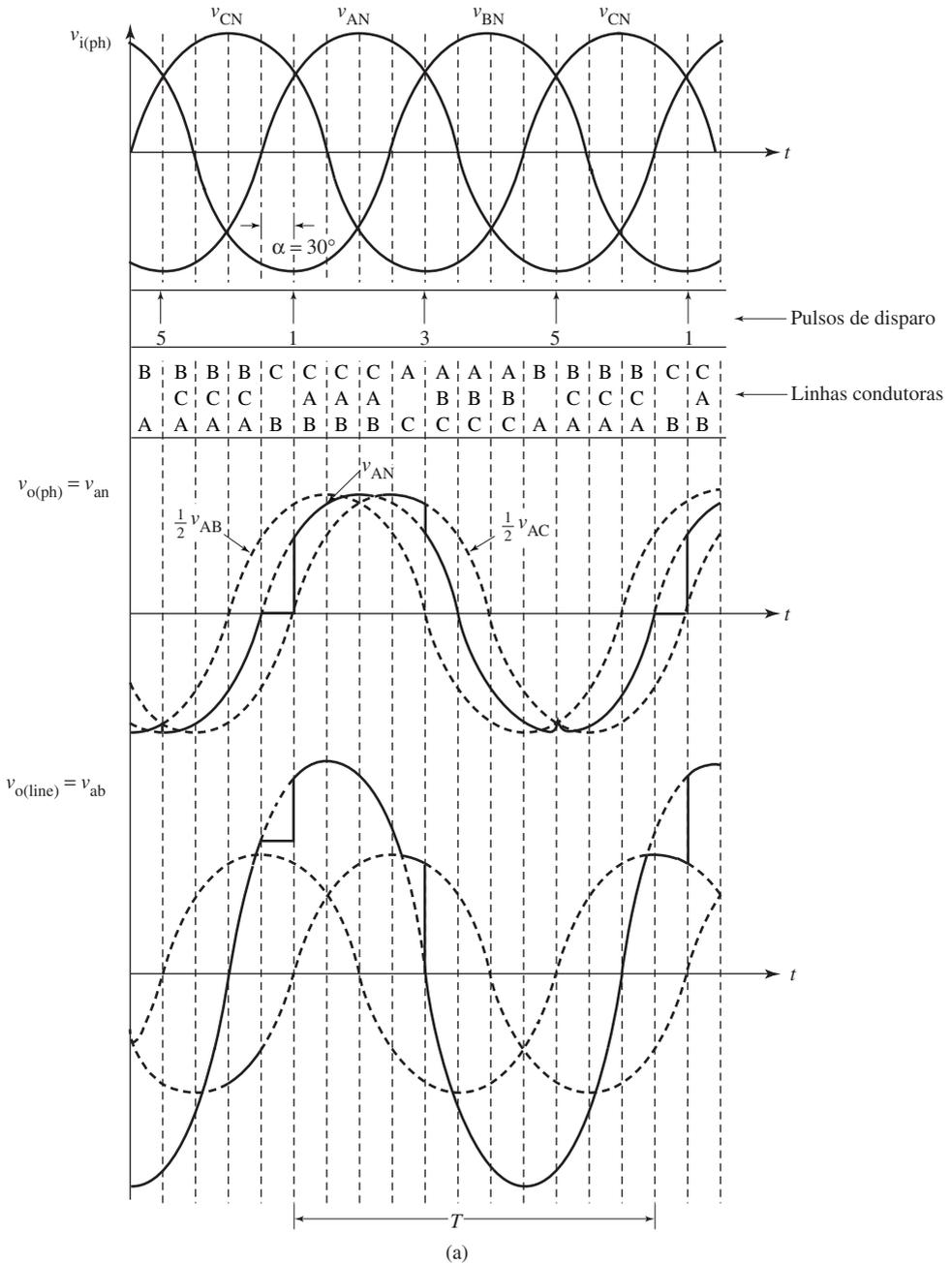
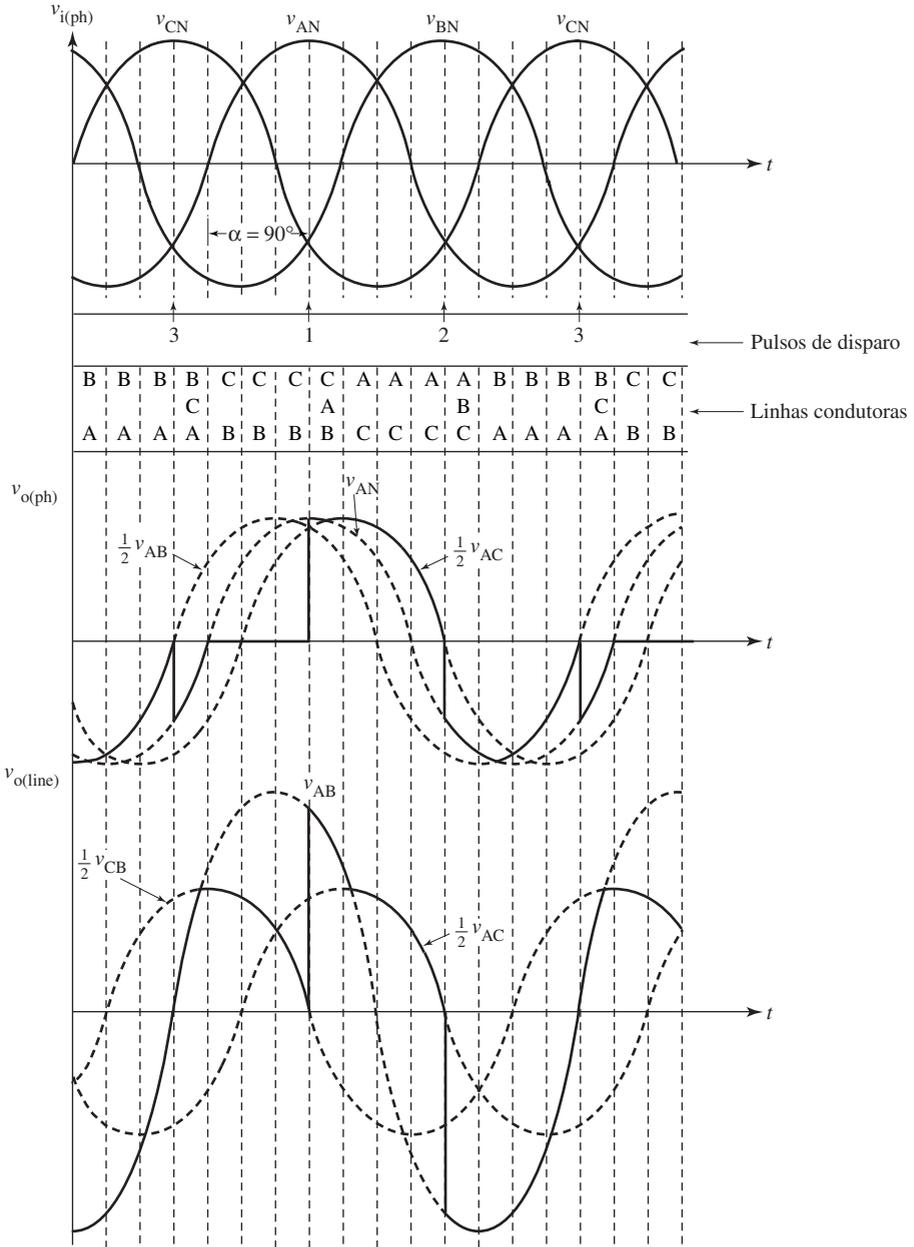
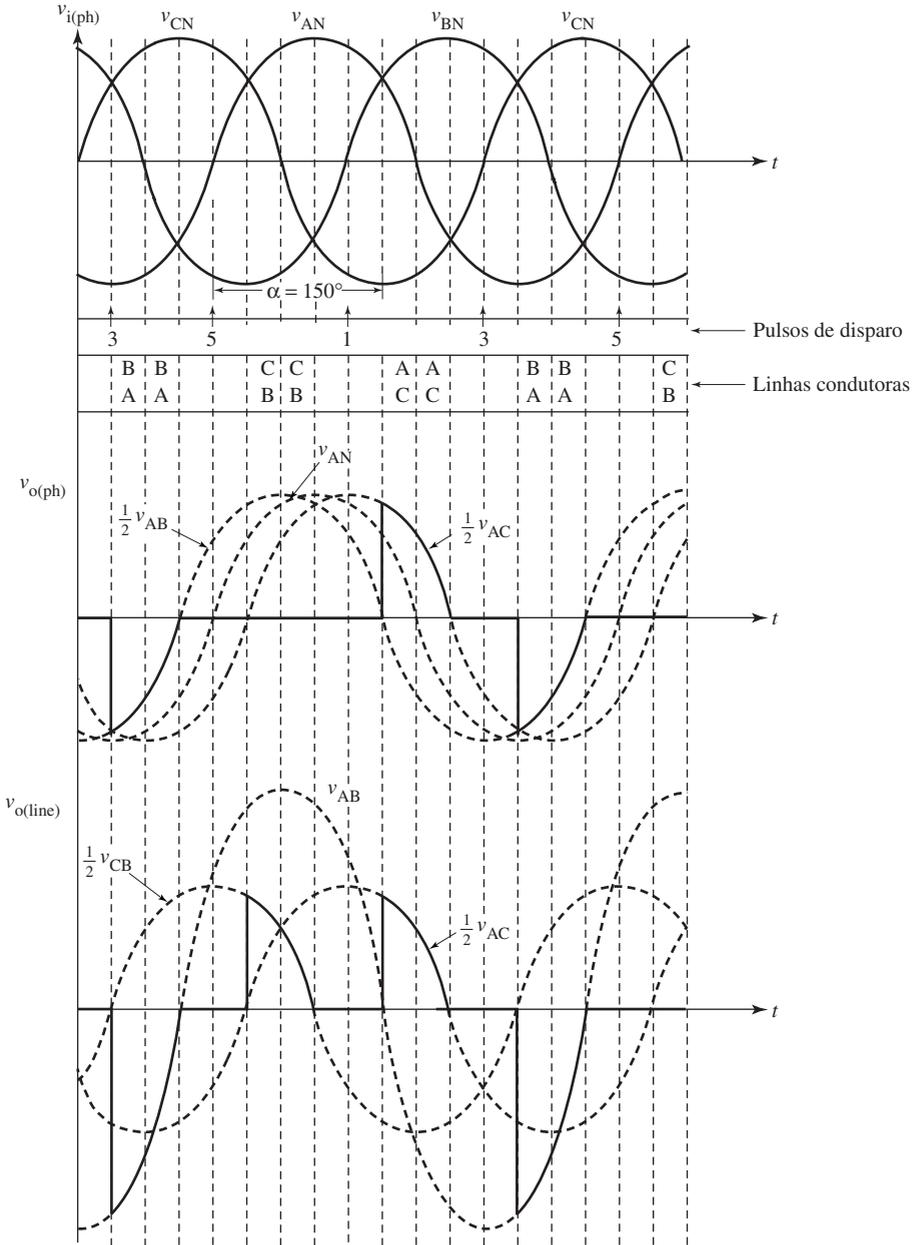


Figura 11.22 (continuação): b)  $90^\circ$ ;



(b)

Figura 11.22 (continuação): c) 150°.



(c)

Há três modos de operação.

**Modo I ( $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ ).** Antes de passar para o estado *ligado*, um SCR e um diodo conduzem nas outras duas fases. Já no estado *ligado*, dois SCRs e um diodo conduzem e a fonte trifásica AC aparece nos terminais de saída.

A equação para o valor RMS da corrente na saída é:

$$I_{\alpha(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{1}{3} - \frac{\alpha}{4\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{8\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.17$$

**Modo II ( $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ ).** Somente um SCR conduz a cada vez, e a corrente de retorno é compartilhada por um ou dois diodos em intervalos diferentes.

A equação para o valor RMS da corrente na saída é:

$$I_{\alpha(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{11}{24} - \frac{\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.18$$

**Modo III ( $120^\circ \leq \alpha \leq 210^\circ$ ).** Somente um SCR e um diodo conduzem, e em  $210^\circ$  a potência entregue à carga é igual a zero.

A equação para o valor RMS da corrente na saída é:

$$I_{\alpha(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{7}{24} - \frac{\alpha}{4\pi} - \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{16\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.19$$

### Exemplo 11.17

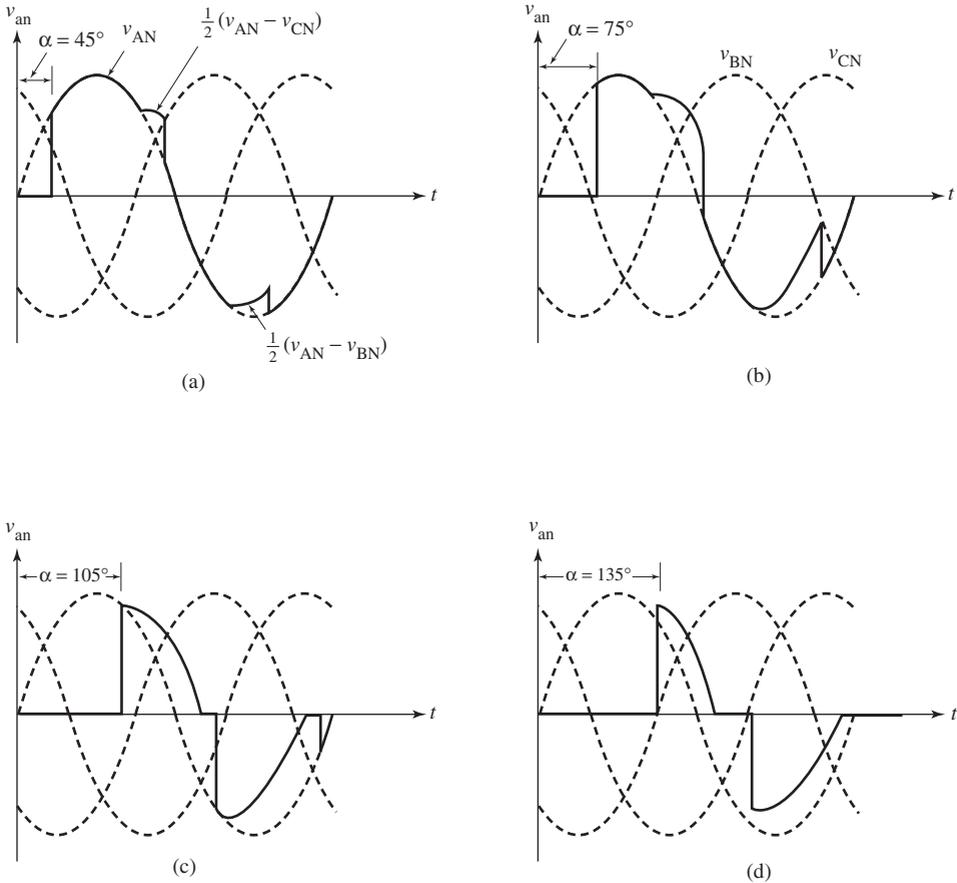
O controlador trifásico de potência de meia-onda mostrado na Figura 11.21a alimenta uma carga resistiva balanceada. Plote a forma de onda da tensão de fase na saída para os seguintes ângulos de retardo:

- $45^\circ$
- $75^\circ$
- $105^\circ$
- $135^\circ$

### Solução

As formas de onda são mostradas na Figura 11.23.

**Figura 11.23:** Formas de onda de tensão de fase para quatro ângulos de retardo diferentes: a)  $45^\circ$ ; b)  $75^\circ$ ; c)  $105^\circ$ ; d)  $135^\circ$ .



### Exemplo 11.18

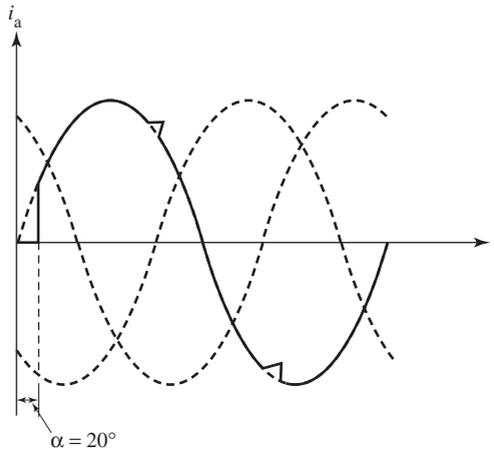
Um controlador trifásico de potência de meia-onda como o da Figura 11.21a alimenta uma carga resistiva balanceada. Plote a forma de onda da corrente de linha para os seguintes ângulos de retardo:

- $20^\circ$
- $170^\circ$

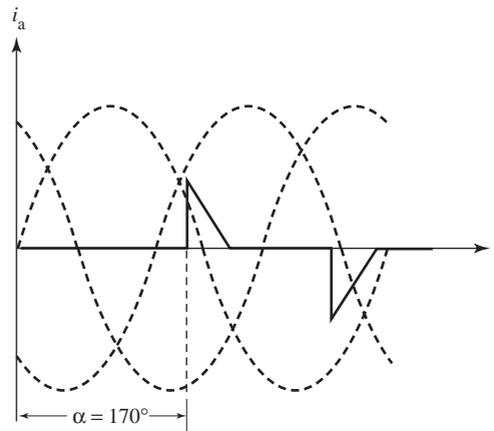
### Solução

As formas de onda da corrente de linha para uma carga semicontrolada são mostradas na Figura 11.24.

**Figura 11.24:** Formas de onda de corrente de linha para dois ângulos de retardo diferentes: a)  $20^\circ$ ; b)  $170^\circ$ .



(a)



(b)

## 11.7 Cicloconversores

Um cicloconversor é um variador de frequência que converte potência AC com uma certa frequência de entrada em potência de saída AC com uma frequência diferente (em geral mais baixa). A frequência de saída variável pode ser obtida com qualquer um dos dois métodos. O mais óbvio é converter AC em DC com o emprego da retificação, seguida de inversão, para obter a frequência de saída desejada. Esse arranjo, denominado conversor *DC-link*, é implementado com conversores controlados por fase. Um método mais direto é fornecer a frequência desejada de saída em um estágio, pelo uso de um cicloconversor. Um cicloconversor é, em linhas gerais, um conversor dual (ver Seção 6.6) operado de modo a fornecer uma tensão de saída alternada. Para haver eficiência, eles costumam operar na faixa de frequência desde zero até menos de um terço da frequência da fonte.

Os sistemas do tipo cicloconversor podem fornecer operação e regeneração reversa. São utilizados em acionadores AC de baixa velocidade, em que se dá a partida no acionador do motor pela redução da tensão e da frequência de entrada. São também empregados em sistemas geradores de frequência constante com velocidade variável (*variable-speed constant frequency* – VSCF) em aeronaves, para fornecer tensão regulada de saída com frequência constante, independentemente das mudanças de velocidade na parte móvel principal.

### 11.7.1 Cicloconversor monofásico para monofásico

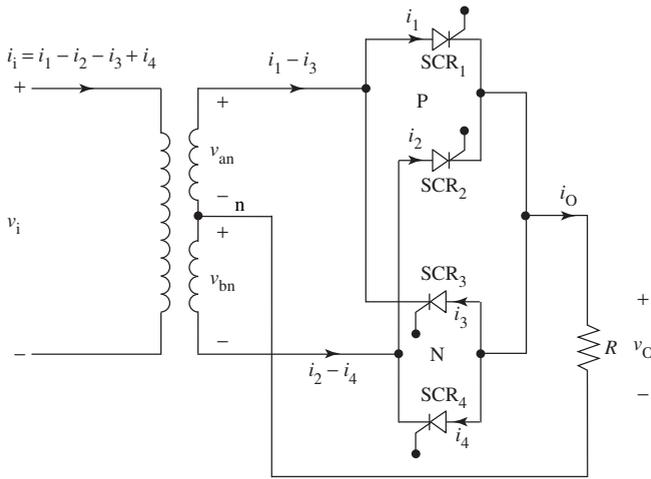
O cicloconversor mais simples é o conversor de entrada em monofásico para o de saída em monofásico. Consiste em um conversor dual, isto é, dois conversores conectados em paralelo-reverso, como mostra a Figura 11.25a. Esse conversor pode alimentar a tensão de saída DC de cada polaridade. SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub> formam o grupo positivo (P), enquanto SCR<sub>3</sub> e SCR<sub>4</sub> formam o grupo negativo (N). Se os SCRs forem disparados sem retardo, os conversores funcionarão como diodos retificados. A Figura 11.25b mostra a forma de onda de saída em baixa frequência, sintetizada a partir de porções selecionadas da alta frequência da tensão de entrada. O grupo P conduz nos primeiros cinco semiciclos; o grupo N, nos cinco semiciclos seguintes. A forma de onda da tensão de saída mostra uma frequência de saída que é um quinto da frequência de entrada.

A forma de onda da tensão de saída na Figura 11.25b é mais próxima da de uma onda quadrada do que de uma onda senoidal. Uma melhor aproximação de uma onda senoidal pode ser obtida com o atraso da fase de disparo do SCR, para fornecer a tensão de saída. Como pode ser visto na Figura 11.25c, o pulso do meio das tensões é obtido com um valor de ângulo de retardo mais baixo, enquanto os pulsos laterais são obtidos em valores crescentes mais altos de ângulos de retardo.

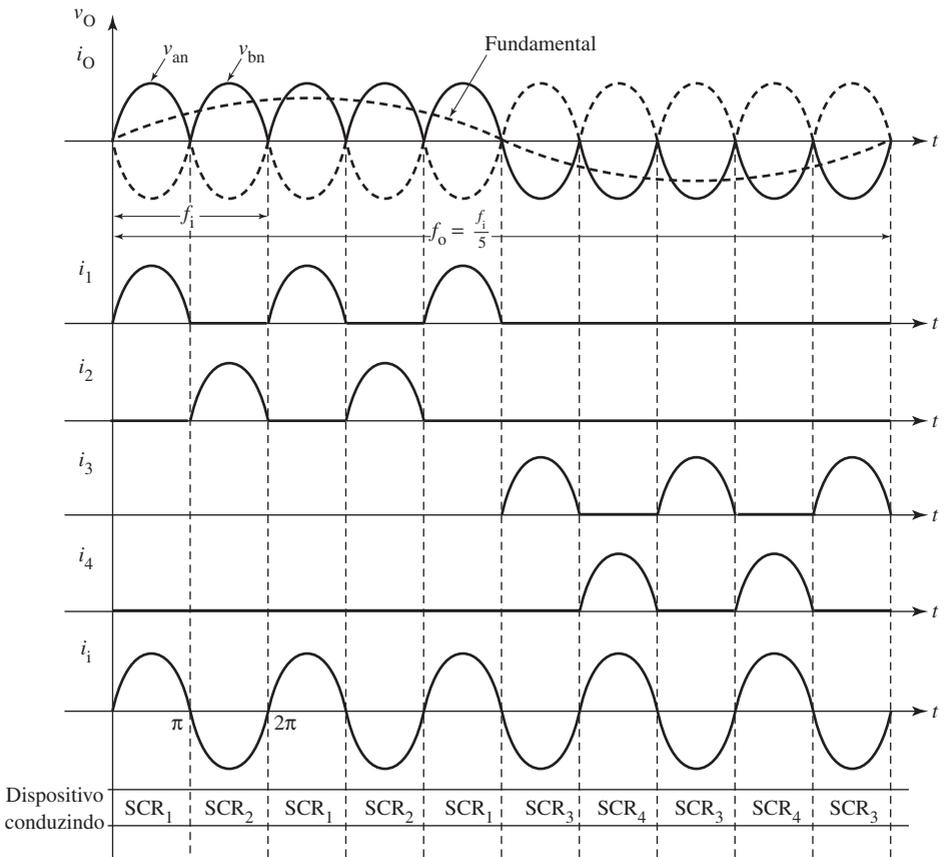
Um arranjo alternativo para um cicloconversor monofásico com carga resistiva é mostrado na Figura 11.26a. O conversor do grupo P é um retificador controlado em ponte que produz o semiciclo positivo da frequência de saída, enquanto o conversor do grupo N fornece o semiciclo negativo da tensão de saída. Se os ângulos de disparo dos dois conversores forem iguais a zero, a tensão de saída  $v_o$  será máxima. Durante o semiciclo positivo da fonte de tensão, o conversor P é disparado; durante o negativo, o conversor N é disparado. A forma de onda da tensão de saída  $v_o$  é mostrada na Figura 11.26b; cada semiciclo é constituído de um número inteiro de semiciclos da forma de onda da fonte monofásica. Observe que a frequência de saída é um terço da frequência de entrada.

Se o ângulo de disparo for aumentado, a tensão de saída  $v_o$  será reduzida. A forma de onda para um ângulo de disparo de 60° é mostrada na Figura 11.26c. Se a fase de disparo do SCR for atrasada de modo que o ângulo de disparo mude durante o semiciclo, obtém-se a forma de onda mostrada na Figura 11.26d. A saída recebe um semiciclo completo da tensão de entrada no período de pico e é reduzida à medida que a tensão de saída se aproxima de zero.

**Figura 11.25:** Cicloconversor monofásico para monofásico: a) diagrama do circuito com carga resistiva; b) formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada com plena condução de cada SCR;

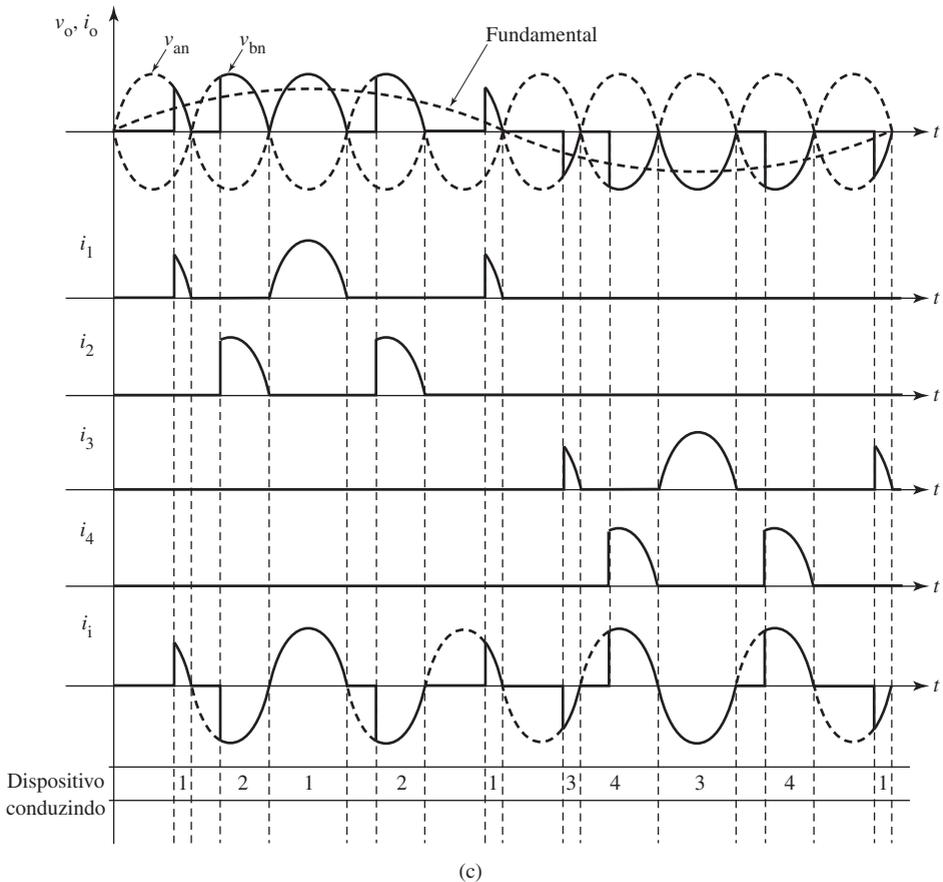


(a)



(b)

Figura 11.25 (continuação): c) formas de onda quando for usado controle de fase em cada SCR.

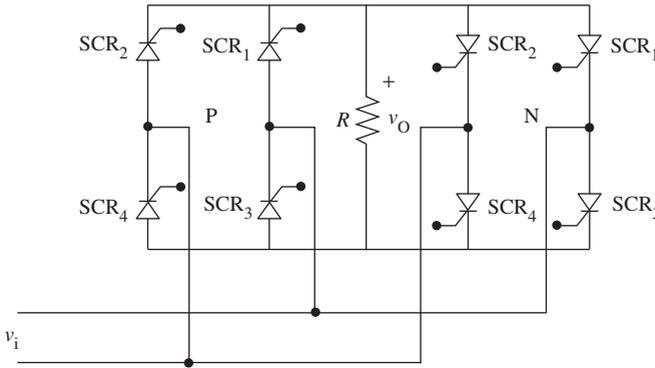


### 11.7.2 Cicloconversor trifásico

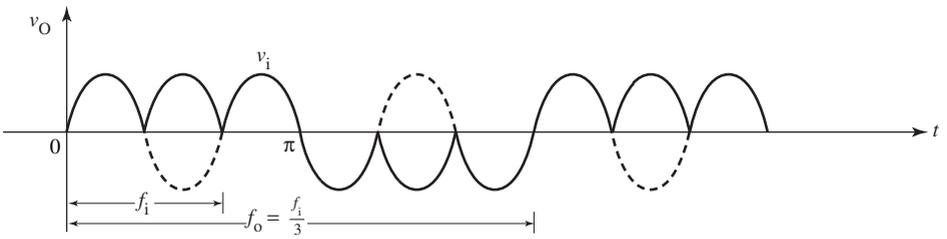
O cicloconversor monofásico discutido na seção anterior fornece uma tensão não-senoidal de saída. Uma tensão senoidal AC pode ser gerada a partir de tensões trifásicas de entrada, com o uso de retificadores trifásicos controlados, como mostra a Figura 11.27a. A tensão média de saída desse circuito varia com o cosseno do ângulo de disparo (lembre-se de que, na Equação 8.1,  $V_{o(avg)} = 0,827 V_m \cos \alpha$ ). Se o ângulo de disparo  $\alpha$  for zero, a tensão de saída será máxima. Se  $\alpha$  for aumentado, ela cai. Quando  $\alpha$  chega a  $90^\circ$ , a tensão de saída cai a zero. Aumentos posteriores de  $\alpha$  farão com que a tensão de saída fique negativa e alcance um máximo negativo em  $\alpha = 180^\circ$ . A variação do ângulo de disparo em relação ao tempo produz uma tensão média de saída que muda de maneira senoidal.

A Figura 11.27b mostra como obter uma tensão de saída senoidal a partir de tensões trifásicas de entrada. A tensão média de saída (DC) é uma tensão que varia senoidalmente, mostrada por  $V_{o(avg)}$ . Em um dado instante, ela corresponde ao ângulo de disparo existente. O ângulo de disparo requerido em diversos ins-

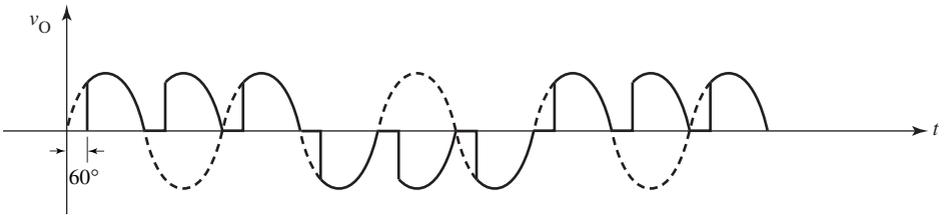
**Figura 11.26:** Cicloconversor monofásico: a) diagrama do circuito; b) formas de onda para  $\alpha = 0^\circ$ ; c) formas de onda para  $\alpha = 60^\circ$ ; d) formas de onda para valores diferentes de  $\alpha$ .



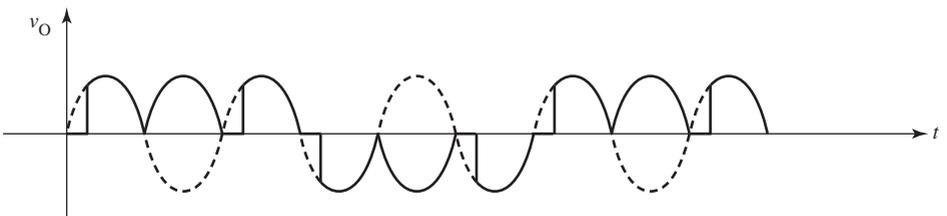
(a)



(b)

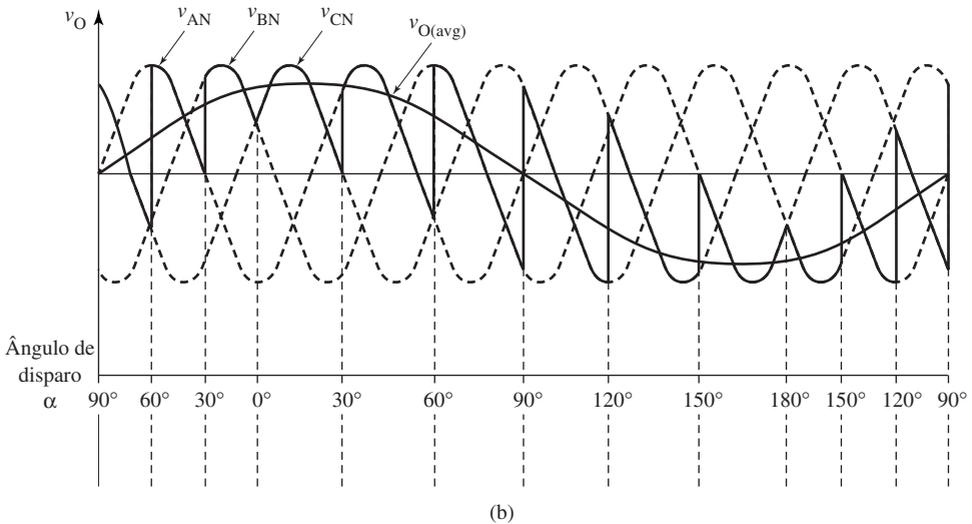
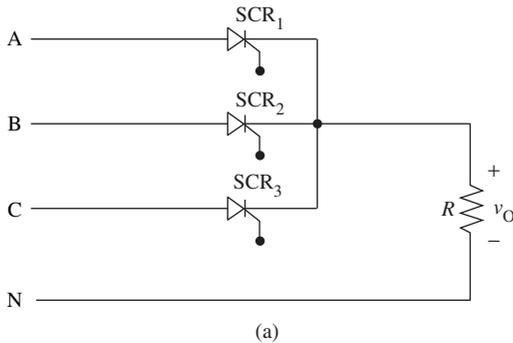


(c)



(d)

**Figura 11.27:** Síntese de tensão de saída senoidal: a) circuito retificador controlado; b) síntese da tensão de saída.

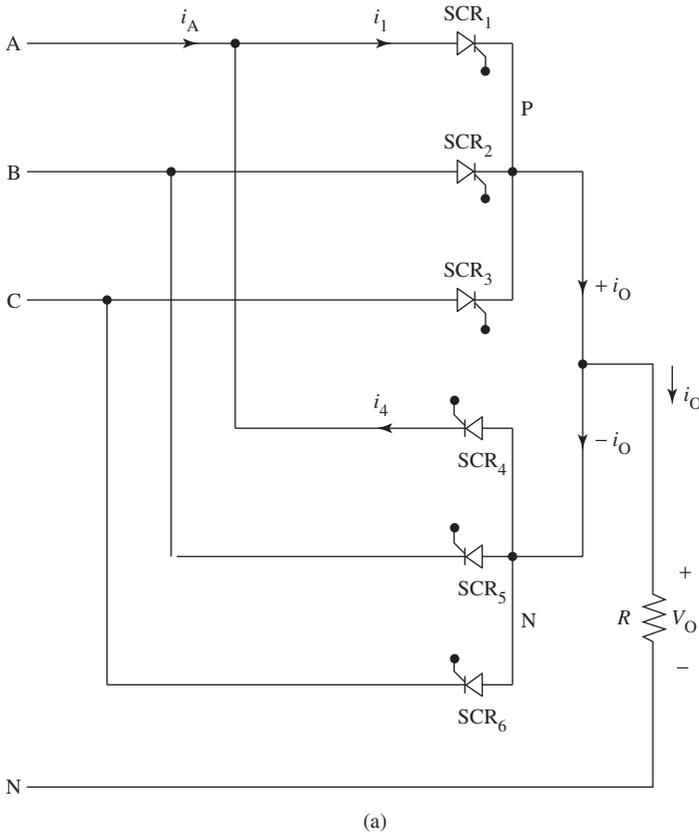


tantes também é mostrado na Figura 11.27b. Se o ângulo de disparo de pulsos sucessivos variar, em passos apropriados, de  $90^\circ$  a  $0^\circ$ , de volta a  $90^\circ$ , de  $90^\circ$  a  $180^\circ$  e mais uma vez a  $90^\circ$ , é possível alterar a tensão de saída, de modo sucessivo, de  $0^\circ$  ao seu máximo positivo para  $0^\circ$  ao seu máximo negativo e de volta a  $0^\circ$  através de um ciclo AC completo.

### 11.7.2.1 Cicloconversor trifásico para monofásico

O cicloconversor trifásico para monofásico é mostrado na Figura 11.28. Consiste em dois grupos de SCRs ligados a uma fonte trifásica que alimenta uma carga resistiva. O conversor P, formado por  $SCR_1$ ,  $SCR_2$  e  $SCR_3$ , conduz durante o semiciclo positivo. O conversor N ( $SCR_4$ ,  $SCR_5$  e  $SCR_6$ ) conduz durante o semiciclo negativo. Para fornecer uma tensão alternada, apenas um dos conversores opera a cada instante, para produzir corrente para a carga. O disparo de porta do SCR é forne-

Figura 11.28: Cicloconversor trifásico para monofásico: a) circuito;



cido somente para o grupo que precisa conduzir a corrente. O acionamento da porta fica bloqueado para o outro grupo até que a corrente no primeiro grupo tenha cessado. Quando os SCRs são acionados de maneira sucessiva, uma tensão AC de baixa frequência aparece na carga. A Figura 11.28b mostra a forma de onda da tensão de saída para uma carga resistiva. Os SCRs são acionados em ângulos que seguem a onda fundamental senoidal tão de perto quanto possível. Observe que a tensão de saída tem o mesmo valor máximo da fonte de tensão e, portanto, o mesmo valor RMS.

A tensão máxima da saída é igual à tensão média (DC); portanto,

$$V_{o(\max)} = V_{o(\text{avg})} = \frac{3}{\pi} \sin 60^\circ V_m \cos \alpha = 0,827 V_m \cos \alpha \quad \mathbf{11.20}$$

### 11.7.2.2 Cicloconversor trifásico para trifásico

Os cicloconversores que consideramos até agora somente fornecem saída monofásica. Para obter saída trifásica, são necessários três cicloconversores, como os da

Figura 11.28. A Figura 11.29 mostra um cicloconversor trifásico para trifásico que usa SCRs para o chaveamento. A entrada é uma fonte de alimentação trifásica na frequência  $f_i$  (em geral, 60 Hz). A carga mostrada é conectada em Y. O cicloconversor consiste em dezoito SCRs distribuídos em três grupos, de trifásicos para monofásicos. Cada grupo é constituído de dois retificadores trifásicos em ponte, que funcionam como uma fase de saída. Metade de cada grupo ( $A^+$ ,  $B^+$  e  $C^+$ , o grupo positivo P) produz tensão de saída durante o semiciclo positivo. A outra metade ( $A^-$ ,  $B^-$  e  $C^-$ , o grupo negativo N) produz uma tensão de saída durante o semiciclo negativo. Dessa maneira, os dois conversores podem fornecer uma saída alternada. O circuito converte a frequência de entrada em uma frequência de saída mais baixa. A fre-

**Figura: 11.28 (continuação):** Cicloconversor trifásico para monofásico:  
b) forma de onda para a tensão de saída.

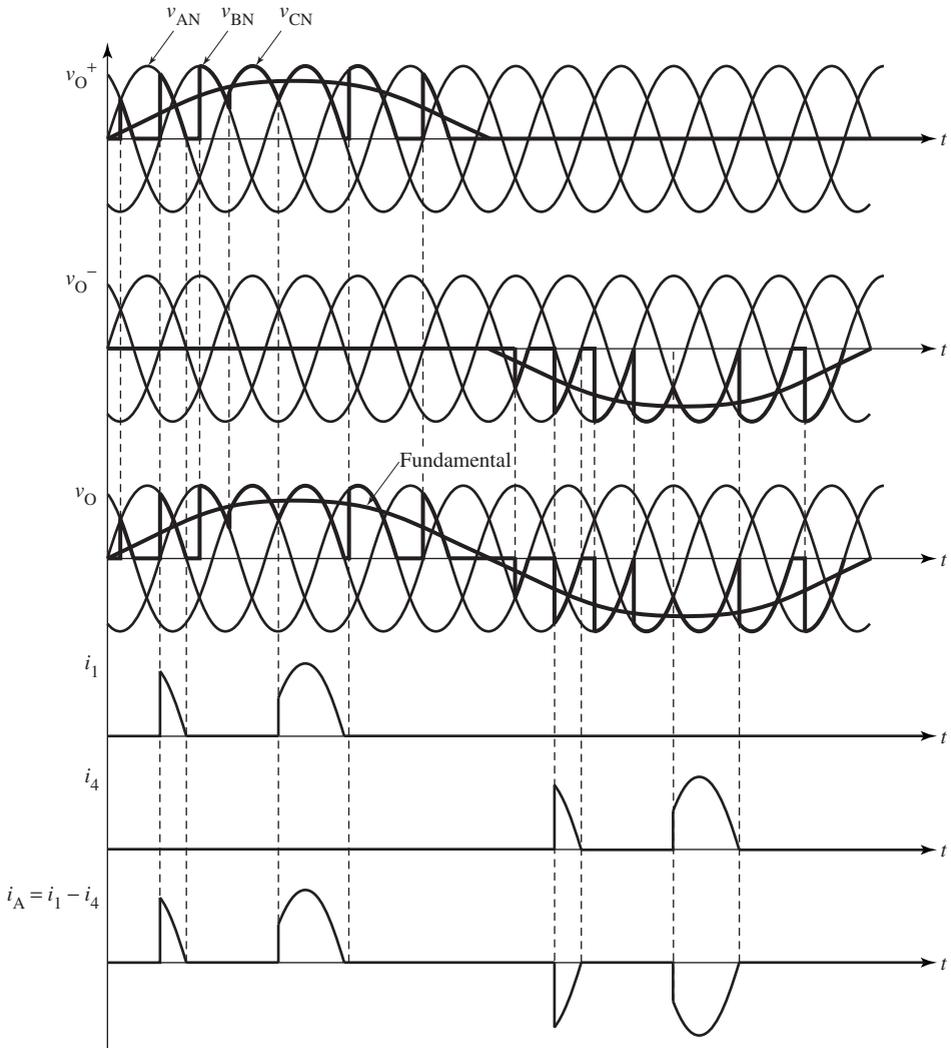
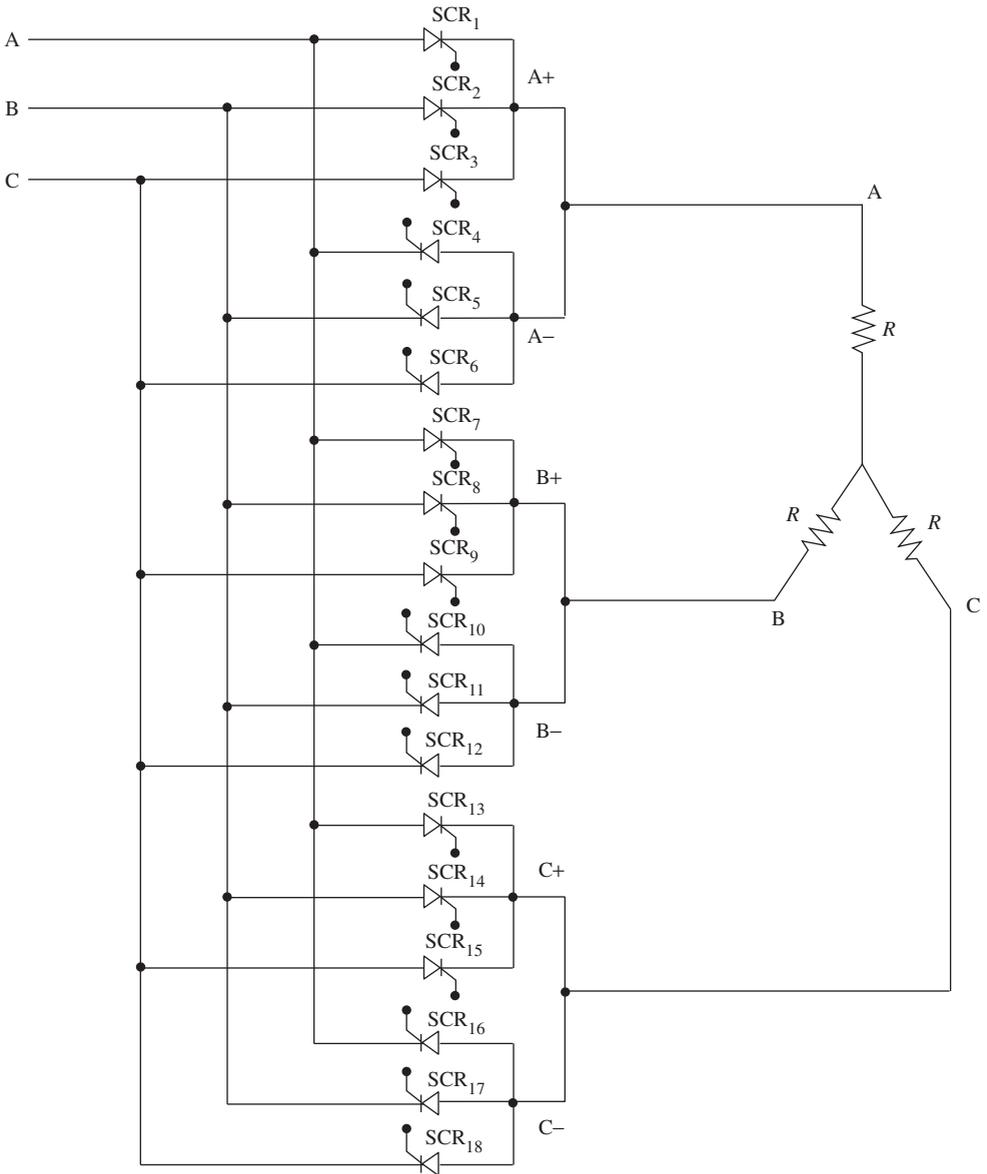


Figura: 11.29: Cicloconversor de três-pulsos para três fases.



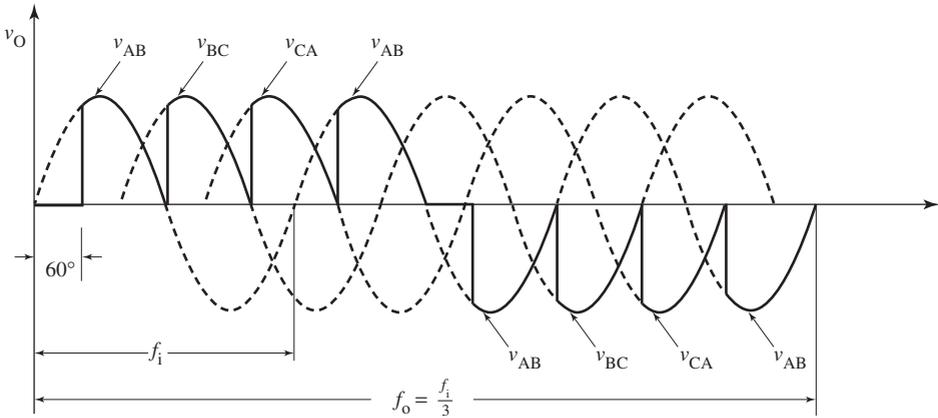
quência de saída depende do período no qual os grupos positivo e negativo operam. As chaves são abertas e fechadas em diversos instantes, para gerar frequência de saída a partir de pequenos segmentos selecionados da frequência de entrada. Esses segmentos são determinados pelo disparo na porta dos SCRs. A frequência de saída pode então ser filtrada para fornecer uma forma de onda linear.

Deve-se tomar cuidado para assegurar que os SCRs dos grupos positivo e negativo não conduzam ao mesmo tempo, uma vez que isso colocaria a fonte em curto.

Para evitar essa possibilidade, o circuito de disparo da porta deve conter uma função de intertravamento que impossibilite o envio simultâneo de pulsos para ambos os conversores.

A Figura 11.30 mostra a forma de onda da tensão para uma carga resistiva em uma fase da saída. As duas outras tensões têm formas de onda idênticas, exceto no que diz respeito ao deslocamento de fase usual de  $120^\circ$ . A frequência de saída é igual a um terço da frequência da fonte, ou 20 Hz, se a fonte for de 60 Hz. A tensão de saída é determinada pelo ângulo de disparo  $\alpha$  e é dada pela Equação 11.20.

**Figura 11.30:** Forma de onda da tensão de saída em uma fase para um cicloconversor trifásico.



### Exemplo 11.19

Um cicloconversor é alimentado a partir de uma fonte trifásica AC de 440 V, 60 Hz. Por sua vez, alimenta uma carga resistiva com uma corrente de 16 A. Determine os valores máximo e RMS da tensão na carga para ângulos de disparo de:

- $0^\circ$
- $45^\circ$
- $60^\circ$

### Solução

$$V_m = \sqrt{2} \cdot 440 = 622,3 \text{ V}$$

$$V_{o(\max)} = 0,827 V_m \cos \alpha$$

- $\alpha = 0^\circ$

$$V_{o(\max)} = 0,827 \cdot 622,3 \cdot \cos 0 = 514,6 \text{ V}$$

$$V_{o(\text{RMS})} = \frac{V_{o(\max)}}{\sqrt{2}} = \frac{514,6}{\sqrt{2}} = 364 \text{ V}$$

$$b) \alpha = 45^\circ$$

$$V_{o(\max)} = 0,827 \cdot 622,3 \cdot \cos 45 = 364 \text{ V}$$

$$V_{o(\text{RMS})} = \frac{V_{o(\max)}}{\sqrt{2}} = \frac{364}{\sqrt{2}} = 257 \text{ V}$$

$$c) \alpha = 60^\circ$$

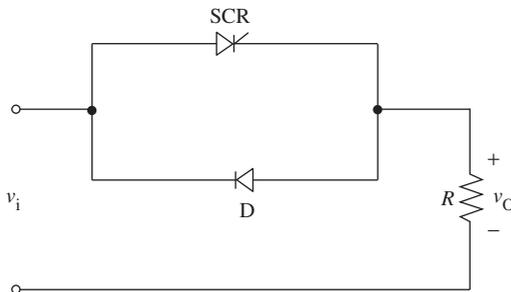
$$V_{o(\max)} = 0,827 \cdot 622,3 \cdot \cos 60^\circ = 257 \text{ V}$$

$$V_{o(\text{RMS})} = \frac{V_{o(\max)}}{\sqrt{2}} = \frac{257}{\sqrt{2}} = 182 \text{ V}$$

## 11.8 Problemas

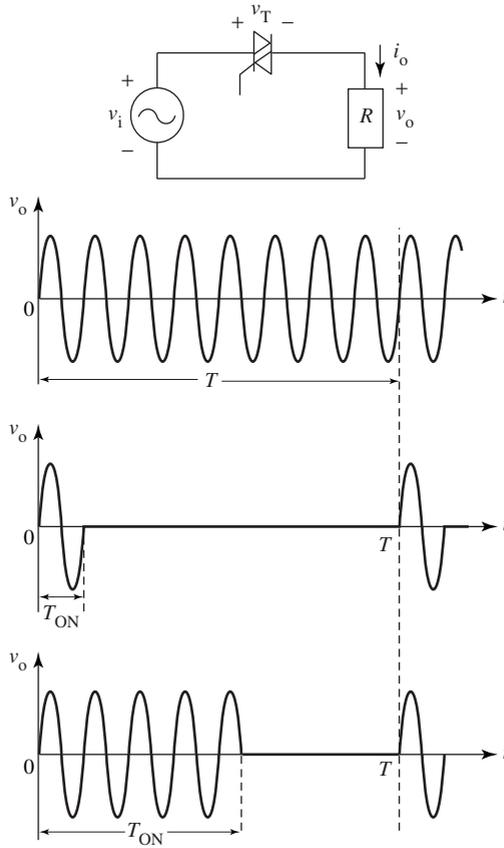
- 11.1** Discuta o princípio do método de controle de fase.
- 11.2** Discuta o princípio do método de controle de ciclo integral.
- 11.3** Qual método de controle de potência tem uma baixa RFI?
- 11.4** Qual método de controle de potência você recomendaria para controles de intensidade de iluminação e para perfuratrizes de velocidade variável?
- 11.5** Um controlador monofásico AC de meia-onda é mostrado na Figura 11.31. Desenhe a forma de onda da tensão de saída se o SCR for disparado em  $30^\circ$ .

**Figura 11.31:** Controlador monofásico de tensão AC de meia-onda.



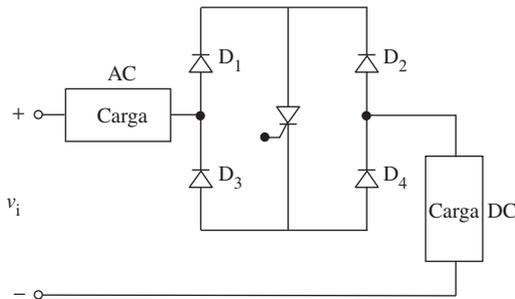
- 11.6** Determine, para as formas de onda da tensão de saída mostradas na Figura 11.32, a potência de saída, caso a fonte de tensão seja de 120 V e a resistência de carga, de  $20 \Omega$ .

Figura 11.32: Controle de ciclo integral com um triac.



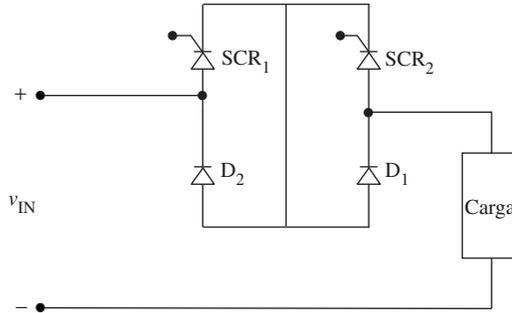
**11.7** Um controlador monofásico AC de onda completa é mostrado na Figura 11.33. Desenhe a forma de onda da tensão de saída se o SCR for acionado em  $\alpha = 30^\circ$  durante os semiciclos positivo e negativo.

Figura 11.33: Controlador de tensão monofásico AC de onda completa.



- 11.8** Um controlador monofásico AC de onda completa é mostrado na Figura 11.34.  $SCR_1$  e o diodo  $D_1$  são acionados ao mesmo tempo durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, enquanto  $SCR_2$  e  $D_2$  são passados para o estado *ligado* durante o semiciclo negativo. Desenhe a forma de onda da tensão de saída se o ângulo de disparo for de  $30^\circ$ .

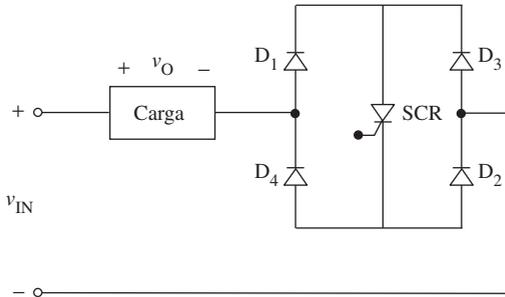
**Figura 11.34:** Controlador monofásico de tensão AC de onda completa.



- 11.9** Uma fonte monofásica AC de 110 V, 60 Hz, controla potência para uma carga resistiva de  $10 \Omega$  usando controle de ciclo integral. Se o período total  $T$  for de 24 ciclos, determine o tempo durante o estado *ligado* ( $T_{ON}$ ) que fornecerá uma potência de saída que seja 50% de seu valor máximo.
- 11.10** Uma fonte monofásica AC de 120 V, 60 Hz, controla potência para uma carga resistiva de  $5 \Omega$  usando controle de fase. Determine o ângulo de disparo se a potência de saída for 40% do seu valor máximo e também a faixa de potência de saída se for usado controle de ciclo integral com um período de  $T = 0,2$  s.
- 11.11** Uma carga resistiva monofásica é controlada a partir de uma fonte monofásica AC de 60 Hz por meio de um par de SCRs em paralelo e invertidos. Determine o ângulo de disparo dos SCRs se a potência de saída for 60% de seu valor máximo.
- 11.12** Um controlador monofásico de potência em onda completa como o da Figura 11.1a alimenta uma carga resistiva de  $10 \Omega$ . Se a fonte de tensão for de 120 V, com 60 Hz, e os ângulos de disparo para  $SCR_1$  e  $SCR_2$  forem de  $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$ , determine:
- o valor RMS da tensão de saída
  - o valor RMS da corrente no SCR
- 11.13** Um controlador monofásico de potência como o da Figura 11.1a alimenta uma carga indutiva pura.
- Plote as formas de onda da tensão de saída e da corrente na saída se o ângulo de retardo for de  $90^\circ$ .
  - Repita o item a se o ângulo de retardo for aumentado para  $100^\circ$ .

- 11.14** Um controlador monofásico de potência como o da Figura 11.1a alimenta uma carga  $RL$ . Se o ângulo do fator de potência for  $\theta$  ( $= \tan^{-1} X_L/R$ ), desenhe a forma de onda da corrente na saída para ângulos de retardo de:
- $\alpha < \theta$
  - $\alpha = \theta$
  - $\alpha > \theta$

**Figura 11.35:** SCR com ponte de diodos.



- 11.15** Um SCR com uma ponte de diodos é mostrado na Figura 11.35. Desenhe a forma de onda da tensão na carga se o ângulo de disparo for de  $30^\circ$ .
- 11.16** O cicloconversor monofásico da Figura 11.26a está ligado a uma fonte de 110 V, 60 Hz, e alimenta uma carga resistiva. Se a frequência de saída for de 15 Hz, determine os valores RMS da tensão de saída em  $\alpha = 0^\circ$  e  $\alpha = 90^\circ$ . Desenhe também as formas de onda da tensão de saída.
- 11.17** Desenhe as formas de onda da tensão de saída para um cicloconversor monofásico com as seguintes frequências de saída:
- 1/2 frequência de entrada
  - 1/3 da frequência de entrada
  - 1/4 da frequência de entrada
  - 1/5 da frequência de entrada

## 11.9 Equações

$$P_{o(\text{avg})} = \frac{V_i^2 T_{\text{ON}}}{RT} = \frac{V_i^2}{R} d = P_{o(\text{max})} d \quad 11.1$$

$$V_{o(\text{RMS})} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{T_{\text{ON}}}{T}} = V_i \sqrt{d} \quad 11.2$$

$$\text{PF} = \sqrt{T_{\text{ON}}/T} = \sqrt{d} \quad 11.3$$

$$V_{o(\text{RMS})} = V_i \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.4$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.5$$

$$I_{T(\text{RMS})} = I_{o(\text{RMS})} \quad 11.6$$

$$I_{\text{SCR}(\text{RMS})} = I_{o(\text{RMS})} / \sqrt{2} \quad 11.7$$

$$P_{o(\text{avg})} = I_{o(\text{RMS})}^2 (R) \quad \text{ou} \quad V_{o(\text{RMS})}^2 / R \quad 11.8$$

$$\text{PF} = \left\{ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.9$$

$$\text{PIV} \geq V_{i(\text{m})} \quad 11.10$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ 4 \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \left( \cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{6}{\pi} \text{sen } \alpha \cos \alpha \right\}^{1/2} \quad 11.11$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{1}{3} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{4\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.12$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{1}{6} - \frac{3 \text{sen } 2\alpha}{8\pi} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{8\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.13$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{5}{12} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{8\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{8\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.14$$

$$V_{o(\text{RMS})} = \sqrt{3} I_{o(\text{RMS})} R \quad 11.15$$

$$v_{\text{SW}} = 1,5 v_{\text{ph}} \quad 11.16$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{1}{3} - \frac{\alpha}{4\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{8\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.17$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{11}{24} - \frac{\alpha}{2\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.18$$

$$I_{o(\text{RMS})} = \frac{V_i}{R} \left\{ \frac{7}{24} - \frac{\alpha}{4\pi} - \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{16\pi} \right\}^{1/2} \quad 11.19$$

$$V_{o(\text{max})} = V_{o(\text{avg})} = \frac{3}{\pi} \text{sen } 60^\circ V_m \cos \alpha = 0,827 V_m \cos \alpha \quad 11.20$$

# Chaves estáticas

# 12

## Visão geral do capítulo

- 12.1** Introdução
- 12.2** Comparação entre chaves semicondutoras e chaves mecânicas
- 12.3** Chaves estáticas AC
  - 12.3.1** Ligação antiparalela com SCR
  - 12.3.2** Ligação com triac
  - 12.3.3** Implementação de chaves alternativas
- 12.4** Chaves estáticas trifásicas
  - 12.4.1** Reversão de ligações
- 12.5** Chaves híbridas
- 12.6** Relé de estado sólido (SSR)
- 12.7** Controle estático com mudança de terminal
- 12.8** Controlador estático VAR (SVC)
- 12.9** Problemas
- 12.10** Equações

## Objetivos da aprendizagem

Ao término deste capítulo, você deverá estar apto a:

- definir o termo *chave estática*;
- enumerar as vantagens e desvantagens de uma chave estática, quando comparada a uma chave mecânica;
- explicar a operação de chaves estáticas monofásicas e trifásicas;
- descrever um relé de estado sólido;
- descrever o princípio do controle estático de mudança com terminal;
- discutir a operação do controlador estático VAR.

## 12.1 Introdução

Uma chave estática comuta a potência para a carga, liga e desliga, mas não a modifica em nenhum outro aspecto. A característica duplamente estável dos dispositivos semicondutores (como os tiristores) — isto é, a existência de dois estados estáveis (condução e não-condução) — sugere que esses dispositivos podem ser usados como chaves sem contatos. As aplicações no campo do chaveamento estático incluem chaves *liga-desliga*, disjuntores, contactores, relés de estado sólido e assim por diante.

## 12.2 Comparação entre chaves semicondutoras e chaves mecânicas

Uma chave semicondutora oferece diversas vantagens em relação aos demais dispositivos de chaveamento.

1. Propicia velocidades de chaveamento extremamente altas, porque a chave liga de imediato.
2. A operação é tranqüila porque não há partes móveis e não ocorrem centelhas.
3. A interferência da radiofrequência (*radio frequency interference* – RFI) fica eliminada com o uso do chaveamento com tensão nula.
4. Não é necessária nenhuma manutenção de rotina porque não existem contatos ou partes móveis que se desgastam.
5. A vida operacional é muito mais longa.
6. É segura em ambientes sujeitos a explosões.
7. É imune a vibrações e choques.
8. Pode ser instalada em qualquer posição ou local.
9. Não há trepidação no contato da chave, no fechamento.
10. É pequena e leve.
11. Pode ser controlada eletronicamente.
12. O custo é baixo.
13. Oferece maior confiabilidade.
14. Além de ligar e desligar a carga, pode também ser usada para controlar a potência na carga, de zero ao máximo.
15. O circuito de controle pode ser isolado do circuito de potência com facilidade.
16. O controle a distância é feito de maneira fácil.

Vejamos agora algumas das desvantagens que a chave semicondutora apresenta:

1. Não permite, por causa da corrente de fuga inversa no estado *desligado*, que a carga fique completamente isolada da fonte.
2. É provável que falhe quando sujeita a situações de sobretensão e de sobrecorrente, a menos que esteja protegida por um circuito *snubber RC*.
3. Apresenta maiores perdas de potência no estado *ligado*; requer, portanto, refrigeração.
4. A queda de tensão no dispositivo para o estado *ligado* pode não permitir seu uso em algumas aplicações.

5. O custo mais alto e a complexidade do controle limitam seu uso em circuitos monofásicos.
6. A mesma chave não pode ser usada em circuitos AC e DC, uma vez que a chave AC fecha-se naturalmente, enquanto a DC, para ser desligada, precisa de circuitos de comutação com força adicional.
7. Manter a chave no estado *ligado* exige pulsos de disparo contínuos.
8. Pode provocar acionamento falso em consequência de transitórios de tensão causados por chaveamento de cargas indutivas em linhas vizinhas.
9. Para evitar acionamento falso, os circuitos de disparo devem ser isolados por completo (ou blindados) dos circuitos de potência.
10. Passar o dispositivo com segurança para o estado *desligado*, antes que sejam excedidos os valores nominais de surto de corrente ou de falha da corrente, exige circuitos de proteção.
11. A capacidade de sobrecarga é limitada pela corrente máxima do dispositivo semicondutor.

As chaves estáticas são usadas tanto para operações de chaveamento AC como para DC. O chaveamento AC requer controle bidirecional, cuja implementação, em geral, se dá com o uso de um triac ou de dois SCRs (*silicon controlled rectifiers* – retificadores controlados de silício) conectados de forma antiparalela. Uma vez que o dispositivo passa para o estado *desligado* naturalmente, o limite de frequência superior é determinado pelo tipo de dispositivo usado. Para aplicações de chaveamento com frequência baixa, um único triac pode ser usado. Para aplicações de frequência alta é empregada a configuração de dois SCRs em antiparalelo. O chaveamento DC requer controle para somente uma direção de fluxo de corrente, e o dispositivo de chaveamento costuma ser um SCR. A velocidade de chaveamento é limitada pelo circuito de comutação e pelo tempo de recuperação reverso do SCR.

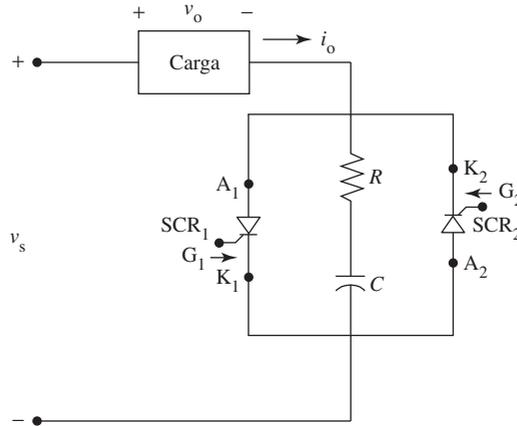
## 12.3 Chaves estáticas AC

Uma chave estática ou contactor é um dispositivo de chaveamento que liga ou desliga a carga da alimentação. A chave estática AC incorpora três circuitos principais: o de potência, o de disparo e o de proteção. Os circuitos de disparo e de proteção já foram discutidos no Capítulo 4.

### 12.3.1 Ligação antiparalela com SCR

Para aplicações de chaveamento em alta potência, a chave monofásica AC mais simples é projetada a partir de dois SCRs antiparalelos, como mostra a Figura 12.1. Para ligar a potência à carga, SCR<sub>1</sub> deve passar para o estado *ligado* no começo do semiciclo positivo. Já SCR<sub>2</sub> deve passar para o estado *ligado* no começo do semiciclo negativo, para correntes negativas. A chave SCR passará de imediato para o estado *ligado* se um pulso de disparo for recebido na porta. Para mantê-la assim, são necessários pulsos contínuos de disparo na porta, uma vez que o tiristor passa naturalmente para o estado *desligado* no cruzamento do zero.

Figura 12.1: Chave estática monofásica AC com dois SCRs em ligação antiparalela.



Para desligar a potência, basta suprimir os pulsos de disparo. A corrente AC continuará a fluir até que o SCR passe naturalmente para o estado *desligado*, na corrente nula. Na realidade, o dispositivo passará para o estado *desligado* no semiciclo da frequência da fonte, após o primeiro cruzamento do zero que venha a ocorrer depois da remoção dos pulsos de disparo.

Transitórios de tensão podem ocorrer no chaveamento, em especial com uma carga indutiva. Deve-se suprimi-los com um circuito *snubber RC* ligado em paralelo com os SCRs.

O valor RMS da tensão de saída é dado por:

$$V_{o(\text{RMS})} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad 12.1$$

onde

$V_m$  = valor máximo da fonte de tensão

$\alpha$  = ângulo de retardo de disparo ( $0^\circ$  para saída máxima)

A corrente RMS de linha é igual à corrente RMS da carga e é dada por:

$$I_{\text{RMS}} = I_m / \sqrt{2} \quad 12.2$$

onde  $I_m$  é o valor máximo da corrente de linha.

Uma vez que cada SCR conduz a corrente de linha por apenas um semiciclo, a corrente média de cada SCR é:

$$I_{\text{SCR(avg)}} = \frac{I_m}{\pi} \quad 12.3$$

Ao substituir  $I_m$  da Equação 12.2, obtemos:

$$I_{SCR(avg)} = \sqrt{2} I_{RMS} / \pi = 0,45 I_{RMS} \quad 12.4$$

Portanto, é essencial selecionar SCRs com valores nominais de corrente ao menos 0,45 vezes o valor da corrente de carga.

O valor RMS da corrente do SCR é:

$$I_{SCR(RMS)} = \frac{I_m}{2} \quad 12.5$$

A tensão de bloqueio direta  $V_{FB}$  deve ser no mínimo igual ao valor máximo da fonte de tensão, que é:

$$V_{FB} \geq V_{S(m)} = \sqrt{2} V_S \quad 12.6$$

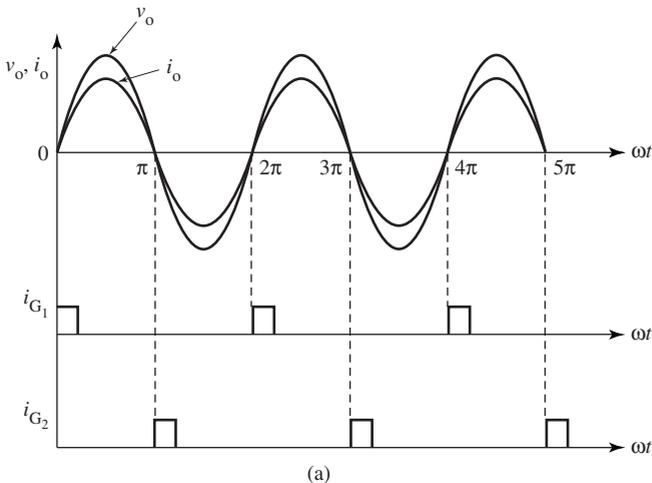
onde  $V_S$  é o valor RMS da fonte de tensão.

A potência de saída pode ser obtida de:

$$P_o = \frac{V_{o(RMS)}^2}{R} \quad 12.7$$

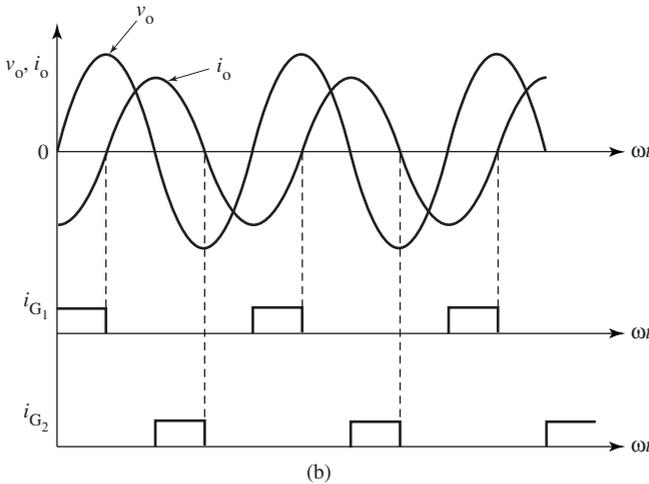
Para reduzir a distorção das formas de onda da carga causada pelo chaveamento, os SCRs devem passar para o estado *ligado* no cruzamento do zero de cada semiciclo da fonte de tensão AC. A Figura 12.2a mostra as formas de onda da tensão e da corrente na carga para uma carga resistiva pura em que o sinal de porta é aplicado em  $\alpha = 0$ .

**Figura 12.2:** Formas de onda de tensão e de corrente: a) carga resistiva;



Com uma carga  $RL$ , a corrente fica atrasada em relação à tensão por um ângulo de fase  $\Phi$ , por causa da indutância. Para cargas indutivas altas,  $\Phi$  se torna maior do que a largura do pulso de acionamento e o SCR não será acionado. Para um acionamento confiável, o sinal na porta precisa de um pulso de largura entre  $0$  e  $\pi$ . As formas de onda da tensão e da corrente na carga, para um indutor puro, são mostradas na Figura 12.2b.

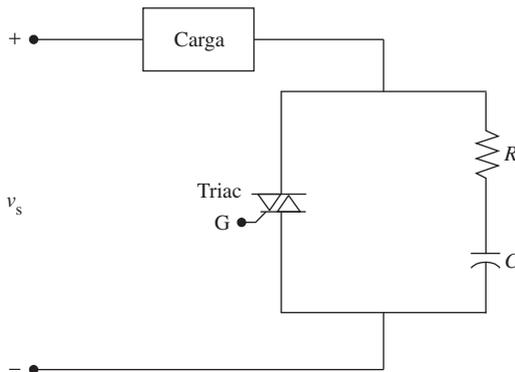
Figura 12.2 (continuação): b) carga indutiva.



### 12.3.2 Ligação com triac

Ainda não há triacs com valores nominais de tensão, corrente e frequência tão altos como os já existentes para SCRs. Entretanto, para aplicações de baixa potência, desde que o valor nominal da corrente não seja ultrapassado, um único triac é mais econômico do que um par de SCRs. O triac também elimina a necessidade de um segundo circuito de disparo. A Figura 12.3 mostra uma chave AC ao se usar um triac.

Figura: 12.3: Chave estática monofásica AC com triac.



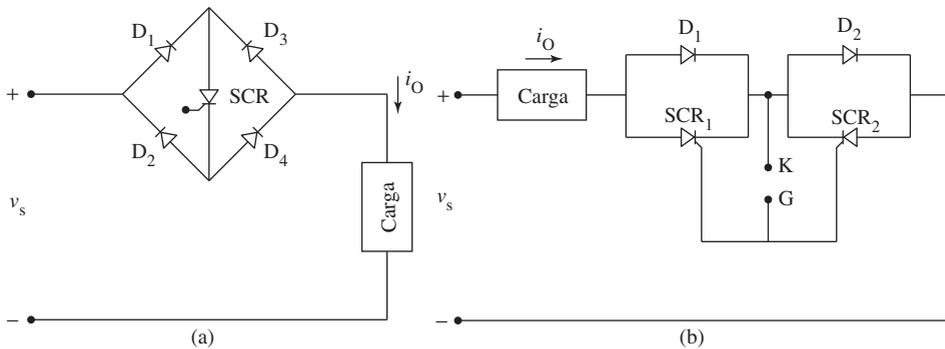
O dispositivo pode passar para o estado *ligado* com pulso de acionamento positivo ou negativo e é capaz de conduzir corrente em ambas as direções. Como no caso do SCR, uma vez que o triac tenha passado para o estado *ligado*, a porta perde o controle sobre o chaveamento. Recupera-o após a corrente ter caído a zero; para passar o dispositivo para o estado *ligado* de novo, é preciso outro pulso na porta.

### 12.3.3 Implementação de chaves alternativas

A Figura 12.4 mostra duas outras maneiras de implementação de chaves estáticas monofásicas AC, com o uso de combinações de SCRs e diodos. Os diodos são mais baratos do que os SCRs e não requerem circuito de disparo. A Figura 12.4a mostra um arranjo em que apenas um SCR é exigido para controlar ambas as metades do ciclo AC. O dispositivo é ligado nos terminais DC de um retificador de onda completa com diodo em ponte. O caminho da corrente positiva segue pelos diodos  $D_1$ ,  $D_4$  e do SCR, enquanto a corrente negativa flui através de  $D_2$ ,  $D_3$  e do SCR. A corrente é AC na carga e DC no SCR. A carga pode ser resistiva ou indutiva. O circuito de disparo de porta é simples, uma vez que há somente um SCR a ser disparado para o semiciclo positivo ou negativo. Entretanto, uma vez que a corrente flui através dos três dispositivos, a perda de potência é mais alta, por causa da queda de tensão direta.

Na Figura 12.4b,  $SCR_1$  e  $D_2$  conduzem no semiciclo positivo enquanto  $SCR_2$  e  $D_1$ , no semiciclo negativo. Uma vez que os dois cátodos dos SCRs são comuns nesse esquema, as duas portas podem ser ligadas entre si para fornecer o controle comum de disparo de porta. A corrente tem de fluir através de um SCR e de um diodo, o que provoca uma perda adicional de potência.

**Figura 12.4:** Arranjo alternativo de uma chave estática monofásica AC: a) com um único SCR; b) com SCR e diodo em ponte.



## 12.4 Chaves estáticas trifásicas

Os circuitos AC trifásicos podem ser ligados e desligados da mesma maneira que os circuitos AC monofásicos. A Figura 12.5 mostra várias configurações de chave trifásica controlando cargas trifásicas.

Nas Figuras 12.5a e 12.5b, a chave semicondutora projetada com SCRs em antiparalelo é ligada em série com cada linha de alimentação AC de uma carga conectada em Y ou em  $\Delta$ . Com uma carga conectada em  $\Delta$ , os arranjos alternativos mostrados na Figura 12.5c podem ser usados se a fase de cada uma das cargas puder ser acessada. Nesse circuito, as chaves estão em série com a carga, e essa combinação está conectada em  $\Delta$ . A corrente em cada chave é  $\sqrt{3}$  vezes menor do que a corrente de linha. Portanto, o valor nominal da corrente do SCR é menor do que o requerido para os dois circuitos anteriores.

Em um sistema trifásico sem o neutro, podemos reduzir o custo ao substituir um diodo por um SCR em cada circuito conectado em antiparalelo das Figuras 12.5a e 12.5b. O circuito mostrado na Figura 12.5d é denominado chave semicontrolada. Se for permitida a operação com tensão não-balanceada, os custos podem ser reduzidos ainda mais: remove-se um par de SCRs, como mostra a Figura 12.5e.

A ligação em polígono da Figura 12.5f usa seis SCRs conectados em  $\Delta$  através de uma carga trifásica. Esse número pode ser reduzido a três, como mostra a Figura 12.5g. Entretanto, as cargas de trabalho de tensão e de corrente em cada SCR seriam mais pesadas. O valor nominal decorrente dos SCRs é 1,5 vez maior do que o das outras ligações da Figura 12.5.

### 12.4.1 Reversão de ligações

As chaves estáticas são usadas com frequência em aplicações que exigem frequências altas de chaveamento, como na reversão de ligações em que máquinas AC são chaveadas de uma direção de rotação para outra, o que reverte o campo rotativo. O circuito mostrado na Figura 12.6 reverte a potência trifásica fornecida à carga. Quando as chaves  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão ligadas, a linha A alimenta a, a linha B, b, e a linha C, c, para uma direção de rotação. O desligamento das chaves  $S_2$  e  $S_3$  e o ligamento de  $S_4$  e  $S_5$  resultam em: linha A alimentando a, linha B alimentando c e linha C alimentando b. Obtém-se, assim, uma reversão da seqüência de fase das tensões fornecidas à carga. Deve-se tomar cuidado para garantir que  $S_2$  e  $S_5$  nunca estejam ligadas ao mesmo tempo, pois do contrário ocorrerá um curto-circuito entre as linhas B e C. O mesmo se aplica às chaves 3 e 4. Observe também que nesse circuito todas as chaves devem ser SCRs, porque os diodos provocariam curto-circuito entre as principais fases.

## 12.5 Chaves híbridas

Algumas das melhores características de uma chave estática e de uma chave mecânica aparecem quando ambas são conectadas em paralelo. O chaveamento é realizado por chaves estáticas, mas, nos intervalos de tempo intermediários, elas são curto-circuitadas pela chave mecânica, como mostra a Figura 12.7. A chave mecânica conduz a corrente de carga durante esse período, e isso evita a perda de potên-

**Figura 12.5:** Chaves estáticas trifásicas AC: a) chaves de linha em série, carga ligada em Y; b) chaves de linha em série, carga ligada em  $\Delta$ ; c) chaveamento em série, carga ligada em  $\Delta$ ; d) chave trifásica semicontrolada; e) controle bifásico; f) ligação poligonal com seis SCRs; g) ligação poligonal com três SCRs.

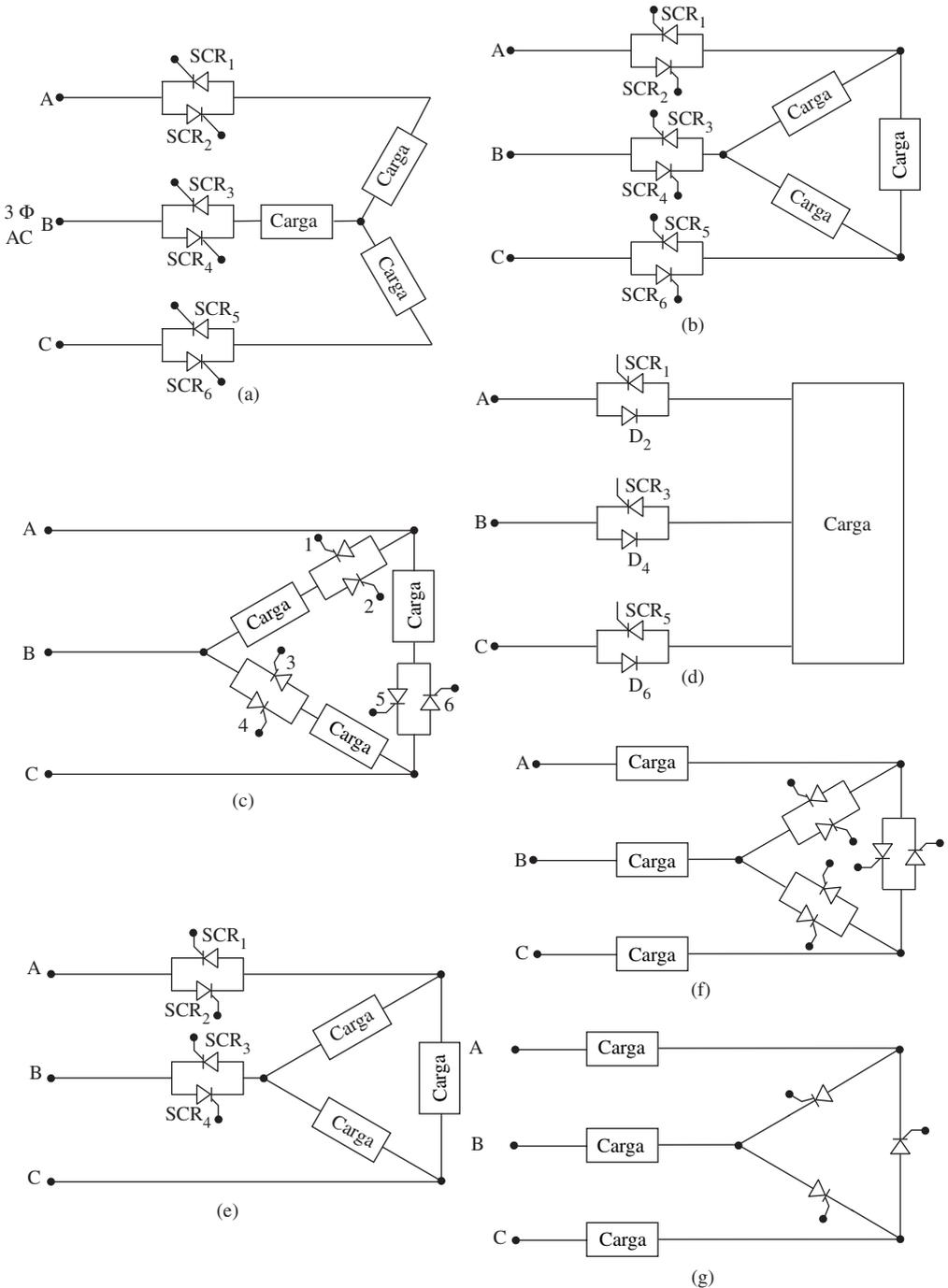
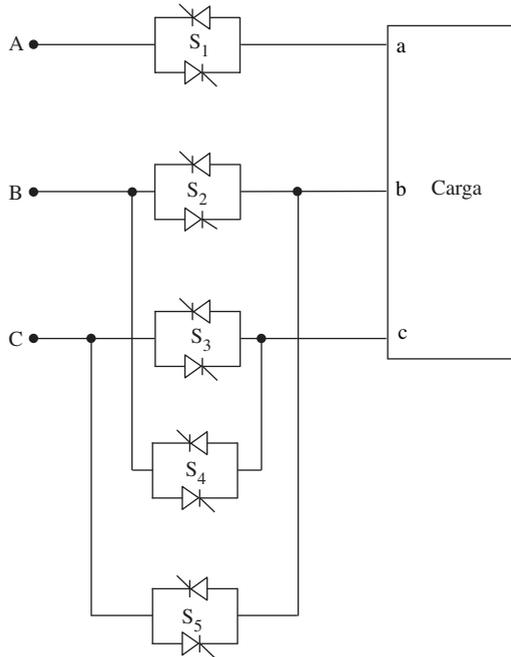


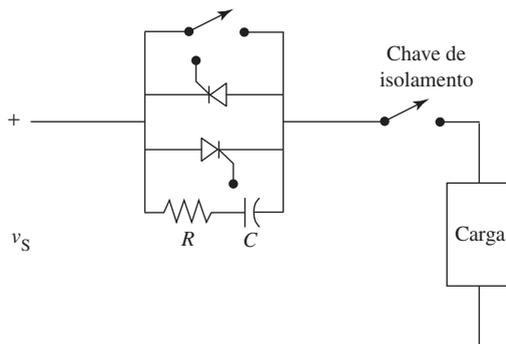
Figura 12.6: Contactor trifásico para reversão.



cia que ocorreria na chave estática pela queda de tensão de estado *ligado*. Quando a chave mecânica estiver em operação e a estática, conduzindo, a queda de tensão no estado *ligado* será tão baixa que não ocorrerá centelha.

Outra vantagem das chaves híbridas é permitir o chaveamento com a chave mecânica quando a estática sofrer algum defeito. Entretanto, caso ocorra alguma falha de circuito aberto na carga, toda a fonte de tensão pode aparecer no circuito aberto. Essa situação perigosa pode ser evitada com a inclusão de uma chave de isolamento ligada em série com a chave estática, para fornecer isolamento entre a carga e a linha (ver Figura 12.7).

Figura 12.7: Chave híbrida.

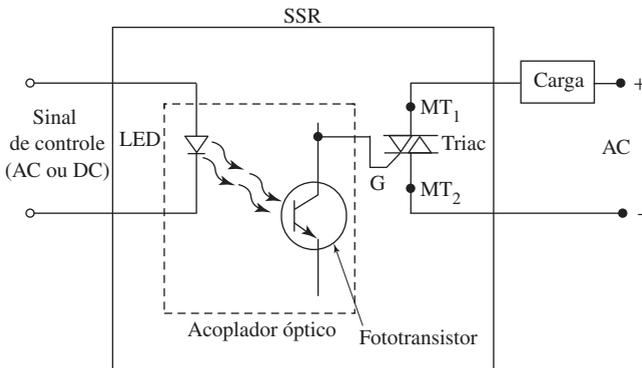


## 12.6 Relé de estado sólido (SSR)

As chaves semicondutoras AC que não têm contatos ou partes móveis são denominadas relés de estado sólido (*solid-state relays* – SSRs). O SSR tornou-se popular em aplicações para as quais, antes, usavam-se relés eletromagnéticos. Esses dispositivos são empregados como elementos de chaveamento para o controle de cargas de motor, em transformadores, em aquecimento de resistência e em cargas de iluminação.

Os SSRs podem ser utilizados para o controle de cargas DC e AC. Quando usados com cargas DC, um transistor de potência liga a carga à fonte. Em aplicações AC, o dispositivo mais comumente empregado é o triac. A Figura 12.8 mostra o circuito de um SSR com triac com um circuito de porta isolado opticamente. Ele pode controlar uma grande quantidade de potência no circuito de alimentação, a partir de um pequeno sinal vindo de um circuito de controle. Os SSRs costumam empregar acopladores ópticos para fornecer isolamento elétrico entre o circuito de controle e o da carga. Os acopladores ópticos são uma combinação de dispositivos ópticos eletrônicos, em geral um diodo emissor de luz (*light-emitting diode* – LED) e um fototransistor ou foto-SCR, montados em um único invólucro. Outra característica útil de um SSR é o chaveamento com tensão zero (*zero voltage switching* – ZVS), o qual reduz a interferência eletromagnética (*electromagnetic interference* – EMI). Chaveamento com tensão zero significa que o dispositivo de chaveamento é passado para o estado *ligado* no primeiro instante possível após a fonte de tensão atravessar o eixo do zero. O SSR é projetado para aplicações de um único pólo com contato normalmente aberto.

Figura 12.8: Relé de estado sólido.



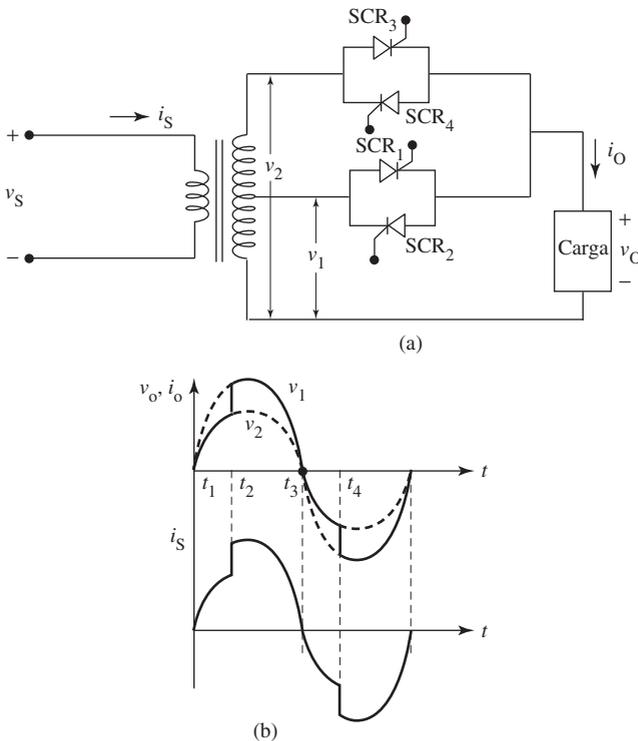
## 12.7 Controle estático com mudança de terminal

A Figura 12.9a mostra alternador de terminal monofásico no qual a tensão de alimentação é fornecida por um transformador com terminal central. A técnica envolve mudança de terminal do transformador com o uso de chaves estáticas e de ajustes contínuos por controle de fase entre terminais. Idealmente, a tensão de saída pode ser ajustada de zero à tensão máxima do secundário. Se apenas SCR<sub>3</sub> e

SCR<sub>4</sub> forem disparados, a tensão de saída é  $v_2$ . Se apenas SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub> forem disparados, então a tensão de saída é  $v_1$ .

Pelo controle de fase com SCR<sub>1</sub> e SCR<sub>2</sub>, a tensão de saída pode ser ajustada de zero à tensão plena  $v_1$  desse terminal. Acréscimos na tensão podem ser obtidos ao aumentar-se a tensão durante partes de cada semiciclo, com SCR<sub>3</sub> e SCR<sub>4</sub>. Como mostra a Figura 12.9b, SCR<sub>1</sub> passa para o estado *ligado* em  $t_1$ , que é o cruzamento da tensão zero do semiciclo positivo. SCR<sub>3</sub> é acionado com um retardo de fase em  $t_2$ . Uma vez que  $v_2$  é mais positivo do que  $v_1$ , SCR<sub>3</sub> começará a conduzir e passará SCR<sub>1</sub>, automaticamente, para o estado *desligado*. Em  $t_3$ , SCR<sub>2</sub> é passado para o estado *ligado* e, por fim, SCR<sub>4</sub> é disparado em  $t_4$ .

**Figura 12.9:** Mudança estática de terminal: a) circuito; b) formas de onda de tensão e de corrente.

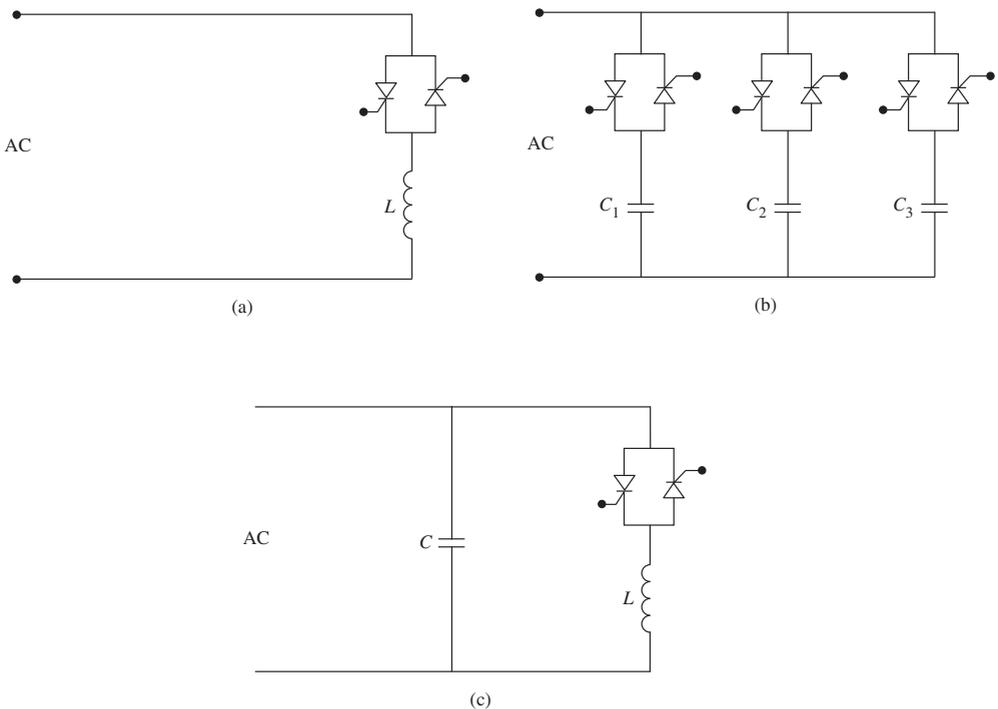


A tensão de saída pode ser ajustada de maneira contínua para seu valor máximo. Basta avançar o disparo de SCR<sub>3</sub> e SCR<sub>4</sub> em relação aos instantes  $t_2$  e  $t_4$ , respectivamente. Deve-se tomar cuidado para que SCR<sub>2</sub> permaneça desligado quando SCR<sub>3</sub> estiver ligado, uma vez que essa condição curto-circuitaria o enrolamento secundário do transformador. O mesmo vale para SCR<sub>4</sub> e SCR<sub>1</sub>. Esses métodos de mudança de terminal podem ser estendidos a transformadores com enrolamento multiterminal, para outros ajustes de tensão.

## 12.8 Controlador estático VAR (SVC)

Considere o circuito mostrado na Figura 12.10a, no qual uma chave AC controla a potência para um indutor. Se a chave AC for ligada após o pico da fonte de tensão, a corrente de carga fluirá por menos de  $180^\circ$  e seu valor eficaz dependerá do ângulo de retardo  $\alpha$ , isto é, a potência reativa puxada da fonte pode ser controlada com a variação do ângulo de retardo. Esse arranjo de circuito, denominado indutor controlado a tiristor (*thyristor-controlled inductor* – TCI), pode, portanto, ser utilizado quando se deseja obter valores ajustáveis de VARs indutivos ou capacitivos. Infelizmente, na prática, a maioria das cargas, indutivas por natureza, também puxa VARs capacitivos da fonte. Essas cargas exigem VARs capacitivos ou indutivos para compensar o fator de potência reativo.

**Figura: 12.10:** Tipos de controladores VAR: a) indutor controlado a tiristor; b) capacitor chaveado a tiristor; c) indutor controlado a tiristor com capacitor não-chaveado.



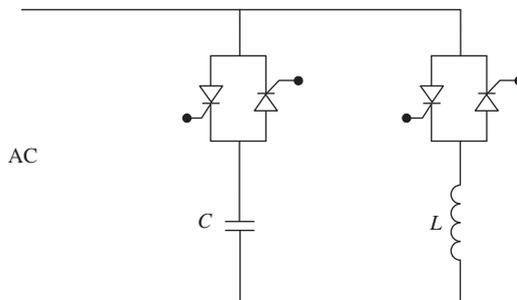
Um capacitor chaveado a tiristor (*thyristor-switched capacitor* – TSC, mostrado na Figura 12.10b) usa capacitores para gerar VARs indutivos. Entretanto, se o ângulo de disparo variar de modo arbitrário, para o controle dos VARs, a corrente através da chave AC fluirá em pulsações grandes, à medida que a tensão do capacitor se igualar à fonte de tensão. Esses pulsos podem danificar o dispositivo de chaveamento. Por-

tanto, o disparo deve ser sincronizado para ocorrer quando a tensão instantânea da fonte for igual à tensão do capacitor. O controle VAR é obtido com a divisão dos capacitores em grupos e com o controle de cada grupo com uma chave AC separada. Os grupos de capacitores são passados para o estado *ligado* para fornecer os VARs necessários. Tal circuito tem a desvantagem de requerer uma chave AC bem como seu circuito de disparo associado para cada grupo. Além disso, como o grupo de capacitores pode ser chaveado somente em etapas, a compensação de VAR é obtida em etapas discretas e não por um controle contínuo. Portanto, um arranjo TSC é apropriado somente se a carga necessitar de um ajuste fixo de VAR.

O Circuito 12.10c combina os circuitos a e b. Um capacitor não-chaveado fornece os máximos VARs indutivos necessários, enquanto a chave de controle de fase AC, em série com o indutor, subtrai um número controlável, de maneira contínua, de VARs capacitivos. Essa é a base do controlador estático VAR (*static VAR controller – SVC*).

Controladores estáticos VAR vêm atraindo a atenção no que diz respeito ao uso em instalações cujas potências reativas devem variar de modo rápido, como fornos de arco voltaico (para o qual fornecem um controle rápido e preciso da potência reativa). Os VARs indutivos necessários para a compensação VAR são fornecidos pela conexão de um TSC às linhas AC. A Figura 12.11 mostra um esquema no qual os grupos de capacitores são conectados ou desconectados; usam-se SCRs para corrigir o fator de potência da carga. Para cargas com necessidades variáveis de VAR, um TCI é colocado em paralelo com o TSC. Os grupos de capacitores são chaveados para dentro e para fora, a fim de fornecer uma quantidade fixa de VARs indutivos. O uso de controle de fase leva o indutor a absorver uma quantidade variável de VARs capacitivos, dependendo do ângulo de retardo dos SCRs. Se os VARs capacitivos puxados pelo TCI forem iguais aos VARs indutivos fornecidos pelo capacitor, a potência reativa final será zero e o fator de potência da carga será igual à unidade. Desse ponto, se o fator de potência da carga se tornar capacitivo, os VARs capacitivos do TCI podem ser diminuídos com o ajuste do ângulo de retardo. Como conseqüência, ocorre o aumento dos VARs indutivos finais. Se mais VARs indutivos forem necessários, outro grupo de capacitores pode ser chaveado. Dessa maneira, o TSC fornece VARs indutivos em etapas discretas, enquanto o TCI oferece um controle contínuo preciso entre etapas. A mesma técnica pode ser aplicada aos circuitos trifásicos.

**Figura 12.11:** Controlador estático VAR.



## 12.9 Problemas

- 12.1** O que é uma chave estática? Enumere alguns dispositivos que a chave estática substitui.
- 12.2** Quais as vantagens e desvantagens do uso da chave estática no lugar da eletromecânica?
- 12.3** O que é um SSR?
- 12.4** O que significa chaveamento com tensão zero?
- 12.5** O que é isolamento óptico?
- 12.6** Descreva o princípio de operação de um alternador estático de terminal.
- 12.7** Descreva o princípio de operação de um controlador estático VAR.
- 12.8** Defina TCI.
- 12.9** Defina TSC.

## 12.10 Equações

$$V_{o(RMS)} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad 12.1$$

$$I_{RMS} = I_m / \sqrt{2} \quad 12.2$$

$$I_{SCR(avg)} = \frac{I_m}{\pi} \quad 12.3$$

$$I_{SCR(avg)} = \sqrt{2} I_{RMS} / \pi = 0,45 I_{RMS} \quad 12.4$$

$$I_{SCR(RMS)} = \frac{I_m}{2} \quad 12.5$$

$$V_{FB} \geq V_{S(m)} = \sqrt{2} V_S \quad 12.6$$

$$P_o = \frac{V_{o(RMS)}^2}{R} \quad 12.7$$

# Índice remissivo

- Acopladores ópticos, 472
- Ângulo de condução, 103, 184
- Ângulo de disparo, 184
- Ângulo de retardo, 184
- Área de operação segura (SOA), 67, 80
  - de um BJT, 67
  - de um MOSFET, 80
- Atenuadores de lâmpadas, 406
- BJT. *Ver* Transistor bipolar de junção (BJT)
- Chave controlada de silício (SCS), 138
- Chaves estáticas, 462
  - AC, 464
  - comparação entre chaves mecânicas e, 463
  - híbridas, 469
  - monofásicas AC, 464
  - reversão de ligações nas, 469
  - trifásicas, 469
- Chaves semicondutoras de potência, 18
- Chopper *boost*, 326
- Chopper *buck*, 313
  - modo de corrente contínua no, 314
  - modo de corrente não-contínua no, 317
- Chopper *buck-boost*, 338
- Choppers, 309
  - princípio básico dos, 309
  - step-down (buck)*, 313
  - step-up (boost)*, 326
- Ciclo de trabalho, 310
- Cicloconversor, 447
  - monofásico para monofásico, 448
  - trifásico, 450
  - trifásico para monofásico, 452
  - trifásico para trifásico, 453
- Circuitos de acionamento, 126
- Circuitos de comutação, 132
- Circuitos de disparo, 126
- Circuitos retificadores de doze-pulsos, 247
- Circuitos snubber, 65
- Comutação de linha, 133
- Comutação forçada, 133
- Comutação natural, 133
- Conexão Darlington, 68
- Contactador para reversão, 471
- Controlador de tensão AC, 403
  - semicontrolado, 441
- Controlador estático VAR (SVC), 474
- Controladores semicontrolados de tensão AC, 441
- Controle de ciclo integral, 405, 407
- Controle de fase, 405, 409
  - AC, 409
  - trifásico, 420
- Controle de potência AC, 405
- Controle estático com mudança de terminal, 472
- Controle *liga-destiga*, 405
- Conversores de doze-pulsos em ponte, 300
- Conversores duais, 215
- Corrente de disparo, 105
- Corrente de sustentação, 105
- CSI. *Ver* Inversor de fonte de corrente (CSI)
- Diac, 140
- Diodo(s), 32
  - características V-I de um, 33
  - conexão de, em paralelo, 47
  - conexão de, em série, 44
  - de junção PN, 32
  - de retorno (FWD), 189
  - do tipo de recuperação rápida, 41
  - em circuitos AC, 37
  - em circuitos DC, 35
  - ideal, 33
  - perdas no, 39
  - principais valores nominais para, 41
  - proteção do, 42

- Schottky, 34
  - tempo de recuperação reverso de um, 41
  - teste de um, 43
  - valores nominais de corrente para, 41
- Diodo de um MOSFET, 78
- Diodos de potência. *Ver* Diodo(s)
- Diodos Schottky, 34
- Dispositivos semicondutores, 18
- Dissipação de calor (*heat sinks*), 114
  
- Eletrônica de potência, 14
  - aplicações da, 27
  - tipos de circuitos de, 27
  
- Fator de forma, 152
- Fator de ondulação, 152
- FWD. *Ver* Diodo de retorno (FWD)
  
- GTO. *Ver* Tiristor de desligamento por porta (GTO)
  
- IGBT. *Ver* Transistor bipolar de porta isolada (IGBT)
- Índice de modulação, 406
- Inversor de fonte de corrente (CSD), 395
  - monofásico, 395
  - trifásico, 396
- Inversor de fonte de tensão (VSD), 352
  - em meia-ponte, 352
  - em ponte completa, 357, 371
  - trifásico em ponte, 376
    - tipo de condução por 120°, 377
    - tipo de condução por 180°, 383
- Inversores, 349
  - básicos, 350
  - de fonte de tensão (VSIs), 352
  - em meia-ponte, 352, 373
  - em ponte completa, 357, 371
  - técnicas de controle para, de tensão, 363
  - trifásicos, 376
- Inversores modulados por largura de pulso, 371
  - monofásicos em meia-ponte, 373
  - monofásicos em ponte completa, 371
  
- MCT. *Ver* Tiristor controlado MOS (MCT)
- Modulação por frequência de pulso (PFM), 312
- Modulação por largura de pulso (PWM), 311, 366
  - múltipla, 367
  - senoidal (SPWM), 368
  - simples, 366
- MOSFETs de potência. *Ver* Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor de potência (MOSFET)
  
- Número de pulso, 152
  
- Perda de potência em chaves não ideais, 19
  - perda na condução, 20
  - perda por chaveamento, 21
- PFM. *Ver* Modulação por frequência de pulso (PFM)
- PWM. *Ver* Modulação por largura de pulso (PWM)
  
- Relé de estado sólido (SSR), 472
- Retificador controlado de silício (SCR), 96
  - circuitos de acionamento do, 126
    - outros tipos de, 137
    - sinais AC do, 131
    - sinais DC do, 126
    - sinais pulsados do, 129
  - circuitos de desligamento do, 132
  - curva característica de um, 98
  - curva característica ideal de um, 99
  - do tipo controle de fase, 107
  - do tipo inversor, 107
  - em paralelo, 118
  - em série, 115
  - modelo de, com dois transistores, 97
  - parâmetros de porta no, 111
  - perda de potência por chaveamento no, 121
  - proteção do, 123
    - contra sobrecorrente, 125
    - contra sobretensão, 124
    - do circuito de porta, 125
  - teste do, 99
  - valores nominais do, 100
    - da temperatura de junção, 114
    - de corrente, 101
    - de tensão do, 106
    - taxa de variação do, 107
- Retificador controlado por fase, 182
- Retificador em ponte, 168, 199, 235, 268
- Retificador monofásico de meia-onda, 149, 183
- Retificadores
  - monofásicos controlados, 181
    - de meia-onda, 183
    - de onda completa, 199
  - monofásicos não-controlados, 148
    - de meia-onda, 149
    - de onda completa, 159, 168
  - trifásicos controlados, 253
    - de doze-pulsos, 300
    - de meia-onda, 254
    - de onda completa, 268
  - trifásicos em ponte, 235, 268, 376
  - trifásicos não-controlados, 224
    - de doze-pulsos, 247
    - de meia-onda, 225
    - de onda completa, 235
- Retificadores controlados, 181
  - de meia-onda, 183

- de onda completa com terminal central, 190
- de onda completa em ponte, 199
- monofásicos, 181
- trifásicos, 253
  - de meia-onda, 254
  - de onda completa em ponte, 268
  - semicontrolados de onda completa em ponte, 293
- Retificadores não-controlados, 148
  - de meia-onda, 149
  - de onda completa com terminal central, 159
  - de onda completa em ponte, 168
  - monofásicos, 148
  - trifásicos, 224
    - de doze-pulsos, 247
    - de meia-onda em ponte, 225
    - de onda completa, 235
- Retificadores semicontrolados em ponte, 212, 293
- SCR. *Ver* Retificador controlado de silício (SCR)
- SCS. *Ver* Chave controlada de silício (SCS)
- SPWM. *Ver* Modulação por largura de pulso senoidal (SPWM)
- SSR. *Ver* Relé de estado sólido (SSR)
- SVC. *Ver* Controlador estático VAR (SVC)
- Temperatura de junção, 101
- Tempo de recuperação reverso, 41
- Tiristor controlado MOS (MCT), 143
  - curva característica V-I do, 144
- Tiristor de desligamento por porta (GTO), 139
- Tiristores. *Ver* Retificador controlado de silício (SCR)
- Transistor bipolar de junção (BJT), 56
  - área de operação segura de um, 67
  - conexão Darlington de, 68
  - curvas características Volt-Ampère do, 57
  - ligações série-paralelo de, 70
  - perdas de potência no, 60
  - polarização de um, 58
  - proteção de um, 64
  - ruptura secundária no, 68
  - teste de um, 64
  - valores nominais de um, 66
- Transistor bipolar de porta isolada (IGBT), 82
  - curva característica V-I de um, 83
  - curva característica ideal do, 83
  - perdas no, 85
  - princípios de operação do, 83
- Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor de potência (MOSFET), 71
  - área de operação segura (SOA) de um, 80
  - como chave, 74
  - curva característica de transferência do, 73
  - curva característica ideal do, 74
  - curva característica V-I do, 72
  - diodo interno de um, 78
  - em paralelo, 81
  - em série, 81
  - perdas no, 75
  - proteção do, 79
- Transistor de unijunção (UJT), 86
  - polarização de um, 87
  - teste de um, 88
- Triac, 142
- UJT. *Ver* Transistor de unijunção (UJT)
- Valor nominal da tensão de pico inversa de um diodo, 41
- Valor nominal  $di/dt$ , 107
- Valor nominal  $dv/dt$ , 109
- VSI. *Ver* Inversor de fonte de tensão (VSI)

---

## **RR DONNELLEY**

**IMPRESSÃO E ACABAMENTO**  
Av Tucunaré 299 - Tamboré  
Cep. 06460.020 - Barueri - SP - Brasil  
Tel.: (55-11) 2148 3500 (55-21) 2286 8644  
Fax: (55-11) 2148 3701 (55-21) 2286 8844

---

IMPRESSO EM SISTEMA CTP

**PÁGINA EM BRANCO**

# Eletrônica de Potência

Ashfaq Ahmed

eletrônica

A eletrônica de potência é parte essencial da engenharia elétrica. Este livro acessível e prático de Ashfaq Ahmed – respeitado professor da Purdue University-Calumet – é a introdução ideal a esse tema:

- Apresenta a eletrônica de potência como uma combinação de potência, eletrônica e controle.
- Exige apenas conhecimentos básicos em matemática.
- Traz inúmeros exemplos, figuras e tabelas que facilitam a compreensão.
- É adequado tanto para alunos iniciantes quanto para pessoas experientes em busca de crescimento profissional e novas oportunidades.
- Derruba as barreiras entre a teoria e a prática.

Recomendado para cursos universitários e tecnológicos, *Eletrônica de potência* é um texto fundamental para profissionais de eletrônica atuais e futuros.

**Ashfaq Ahmed** é professor de engenharia na Purdue University-Calumet, em Hammond, Indiana, e autor de diversos livros.



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

