



# Eletrônica e Circuitos de Potência



# **Eletrônica e Circuitos de Potência**

Rafael Oliveira Nunes

© 2018 por Editora e Distribuidora Educacional S.A.  
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 Editora e Distribuidora Educacional S.A.

**Presidente**

Rodrigo Galindo

**Vice-Presidente Acadêmico de Graduação e de Educação Básica**

Mário Ghio Júnior

**Conselho Acadêmico**

Ana Lucia Jankovic Barduchi

Camila Cardoso Rotella

Danielly Nunes Andrade Noé

Grasiele Aparecida Lourenço

Isabel Cristina Chagas Barbin

Lidiane Cristina Vivaldini Olo

Thatiane Cristina dos Santos de Carvalho Ribeiro

**Revisão Técnica**

Marley Fagundes Tavares

Tatiana Saviato Macedo

**Editorial**

Camila Cardoso Rotella (Diretora)

Lidiane Cristina Vivaldini Olo (Gerente)

Elmir Carvalho da Silva (Coordenador)

Letícia Bento Pieroni (Coordenadora)

Renata Jéssica Galdino (Coordenadora)

---

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)**

Nunes, Rafael Oliveira

N972e    Eletrônica e circuitos de potência / Rafael Oliveira

Nunes. – Londrina : Editora e Distribuidora Educacional S.A.,  
2018.

232 p.

ISBN 978-85-522-0734-4

1. Engenharia. 2. Eletrônica. I. Nunes, Rafael Oliveira.  
II. Título.

CDD 620

---

Thamiris Mantovani CRB-8/9491

2018

Editora e Distribuidora Educacional S.A.

Avenida Paris, 675 – Parque Residencial João Piza

CEP: 86041-100 – Londrina – PR

e-mail: editora.educacional@kroton.com.br

Homepage: <http://www.kroton.com.br/>





# Palavras do autor

Eletrônica de potência é a **arte, ciência e tecnologia** de conversão de potência de uma forma disponível para uma forma requerida. É arte porque precisa de uma competência criativa para formar novas topologias de conversores. É ciência porque requer conhecimento básico de matemática, física e engenharia elétrica. É uma questão de tecnologia porque o especialista precisa conhecer os dispositivos semicondutores de potência, entendendo como estes operam e como são implementados. A eletrônica de potência é a tecnologia por trás da comutação de fontes de alimentação, retificação, conversão e inversão de energia. Ela abrange áreas de geração, transmissão e utilização de energia, operando com megawatts até miliwatts. Essas são razões para você aprender eletrônica de potência.

Esse livro permite que você, aluno, conheça e compreenda os principais fundamentos e componentes relacionados à eletrônica e aos circuitos de potência. Na primeira parte, você estuda os circuitos semicondutores de potência, com diodos, transistores e tiristores, que servem de base para a continuação do material. Na Unidade 2, são abordados os projetos de conversores CA-CC, retificadores que transformam sinal CA em CC com ajuste de tensão e corrente. Na parte 3, são estudados os conversores CC-CC, que podem ser controlados ou não controlados. A última unidade aborda os conversores CC-CA, inversores que produzem CA de magnitude e frequência controlável.

Geralmente, as tensões na carga e na fonte não são as mesmas. Por isso, precisamos de conversores para converter de um nível para outro. Às vezes, precisamos de CC, mas a fonte é CA e vice-versa. Assim, para converter de uma forma para outra, também precisamos de eletrônica de potência. Ultimamente, usamos a eletrônica de potência para ter controle eficiente sobre uma máquina ou um sistema elétrico.

Ao longo dos anos, a tecnologia da eletrônica de potência está se esforçando para a substituição do sistema de conversão de energia eletromagnética por suas contrapartes semicondutoras. Não só traz a miniaturização, mas também proporciona um melhor desempenho. É por isso que o tema está sendo estudado há mais de 40 anos. Cabe a você, aluno, se dedicar ao aprendizado da eletrônica de potência e obter o conhecimento necessário para usá-lo em um número grande de aplicações.



# Semicondutores de potência

## Convite ao estudo

Diferentes tipos de fontes de alimentação são utilizados em todos os lugares nas rotinas diárias normais, tanto no lar, no escritório, quanto no ambiente industrial. Isto é devido ao progresso no desenvolvimento dos **componentes eletrônicos** e **equipamentos** nas últimas décadas. Aparelhos eletrônicos e elétricos estão em toda parte e todos esses dispositivos precisam de energia elétrica para funcionar. Por exemplo, em uma sala de escritório normal há inúmeros **conversores de energia** em diferentes equipamentos eletrônicos: carregadores de bateria, iluminação, impressoras, equipamentos eletrônicos são apenas alguns exemplos. Mesmo em um computador pessoal, existem várias fontes de energia. A maioria delas possui integrado aos seus circuitos conversores de energia. A razão por trás da popularidade dos modernos conversores de energia é devido à: **eficiência, tamanho, capacidade de operar em diferentes níveis de corrente e tensão, características de controle e preço**. As vantagens desses dispositivos advêm do desenvolvimento da tecnologia dos dispositivos semicondutores nos últimos anos.

Nesse contexto, estudaremos os circuitos semicondutores de potência. Esse estudo permite que você conheça e compreenda os principais fundamentos e componentes relacionados à eletrônica e aos circuitos de potência. Os componentes básicos são: **diodo, transistor e tiristor**, elementos que são organizados em estruturas maiores, como em conversores e inversores. Portanto, essa unidade é essencial para o aprendizado de todo o curso.

Para pôr em prática todo este conhecimento, você é o **responsável técnico** contratado por uma equipe de **projetos**

**de circuitos eletrônicos.** Você deverá ser capaz de usar o conhecimento da eletrônica de potência para resolver os desafios que serão apresentadas ao longo das seções. Nesses desafios, você apresentará soluções para problemas práticos da eletrônica de potência, propondo e avaliando circuitos com transistores, tiristores, retificadores, inversores entre outros.

Diante desses desafios, como você aplicará o conhecimento teórico aprendido ao longo da disciplina em projetos práticos de eletrônica de potência? Como a teoria permitirá a você encontrar uma solução simples, barata e robusta? Essas são algumas questões que um técnico faz quando inicia um novo projeto.

Aluno, nessa unidade você terá uma seção de motivação para o estudo da eletrônica de potência. Estudará brevemente os principais componentes empregados em eletrônica de potência e as características de controle dos dispositivos de potência (**diodo**, **transistor** e **tiristor**). Por último, serão estudados os tipos de circuitos de eletrônica de potência. Desejo a você bons estudos e que esteja bem animado em conhecer a eletrônica de potência.

# Seção 1.1

## Características dos semicondutores de potência

### Diálogo aberto

Nas últimas décadas, a tecnologia de semicondutores de potência progrediu de forma impressionante. Vários dispositivos foram desenvolvidos e aprimorados com a função de controlar com eficiência a transferência de energia em sistemas eletrônicos. Nessa seção você estudará alguns dos dispositivos semicondutores de potência que operam como interruptores ou chaves eletrônicas. Dois desses componentes mais utilizados são: diodo e transistor. Esses dispositivos atuam como válvulas que empurram os elétrons para fluir em uma direção. Os tubos de vácuo usados antigamente foram substituídos em sua maioria por diodos e transistores semicondutores. Outros componentes eletrônicos, como o tiristor, são aplicados para uma faixa de frequência de operação específica. O entendimento sólido da operação dos dispositivos semicondutores é essencial para entender como esses são aplicados em circuitos mais complexos, como retificadores e inversores.

Retornando o nosso contexto, você é o responsável técnico contratado para compor uma equipe de projetos de circuito eletrônico de potência. Atualmente, a equipe está trabalhando em um projeto de célula solar. Sua primeira missão é descrever a operação dos dispositivos semicondutores de potência e identificar a operação deles em uma planta de célula solar, informando os possíveis gargalos.

Para auxiliar você nessa tarefa, vamos discutir nesta seção a importância da eletrônica de potência e conhecer brevemente os dispositivos semicondutores e circuitos de potência mais comuns. Obter uma compreensão sólida do funcionamento dos dispositivos semicondutores tornará mais fácil e prazerosa a continuação do curso e assim fará com que a disciplina se torne mais simples. Assim, convido você, aluno, a se dedicar mais ao início do curso, estudando prontamente os conteúdos da parte. Espero que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho.

## Não pode faltar

Quando você estudou eletrônica analógica ou digital, você percebeu que a maioria dos dispositivos eletrônicos funciona com faixas de corrente na ordem de miliampère ou microampère. No entanto, em muitas aplicações, uma corrente nessa ordem de magnitude pode não ser útil. Digamos, por exemplo, que ao construir um alto-falante, você usa uma corrente na ordem de miliampère que resulta em um nível de potência baixo. Este nível de potência baixo pode resultar em um som inaudível e não se tornar tão útil. Por outro lado, se você aumentar a potência entregue ao circuito, seus componentes podem queimar. Portanto, você deve considerar em seu circuito dispositivos especiais para lidar com a alta potência.

Saiba que a análise de dispositivos de alta potência varia da análise dos dispositivos de baixa potência. Por exemplo, uma perda de 1% no transistor comum pode ser ignorada, mas num transistor de potência, 1% pode ser uma perda significativa e você deve reduzi-la. Caso contrário, seu circuito terá problemas devido ao aquecimento e a expectativa de vida dos dispositivos será reduzida. Portanto, é essencial que você estude a eletrônica de potência.

A eletrônica de potência é um campo atual de engenharia elétrica sob evolução constante e que impacta a vida humana em quase todas as esferas. Diariamente, usamos aplicações de eletrônica de potência sem sequer perceber. A questão é “o que é eletrônica de potência?”.

A eletrônica de potência é definida como a aplicação da eletrônica de estado sólido para controlar a conversão da potência elétrica. Ela é um híbrido de eletrônica analógica, dispositivos semicondutores, sistemas de potência e sistemas de controle. Derivamos os fundamentos de cada disciplina e aplicamos para obter uma forma regulamentada de energia elétrica. Isso porque a energia elétrica em si não é utilizável até que seja convertida em uma forma tangível de energia, como movimento, luz, som, calor etc. Para regular essas formas de energia, uma maneira efetiva é regular a própria energia elétrica e isso constitui o conteúdo da eletrônica de potência. Para tal finalidade são usados dispositivos de potência de estado sólido.

Os dispositivos de estado sólido são feitos a partir de um material sólido que confina um fluxo de cargas. O termo “**estado sólido**” é usado

para diferenciar das tecnologias anteriores, como a de tubo à vácuo; e também excluir os dispositivos eletromecânicos convencionais (relés, interruptores e outros dispositivos com peças móveis).



## Refleta

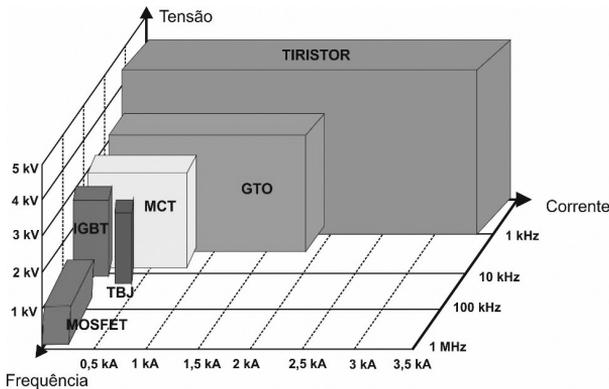
Criados em 1904 por John Fleming, os tubos a vácuo dominaram o mercado de componentes eletrônico na primeira metade do século passado. Estavam presentes em diversos aparelhos eletrônicos, tais como televisões e rádios. Com o surgimento da indústria de semicondutores, estes foram substituídos por componentes mais compactos, baratos e que sofriam menos desgaste com a temperatura. Um exemplo são os conversores de energia, tal como o presente no carregador de celular, que são portáteis e compactos. Seria possível termos os mesmos aparelhos eletrônicos atuais se ainda estivéssemos usando válvulas? O quanto a indústria de semicondutores impactou e continua impactando o dia a dia das pessoas?

O transistor da Bell Labs foi o primeiro dispositivo de estado sólido a entrar em uso comercial na década de 1960. Muitos outros dispositivos foram criados desde então. Alguns dos dispositivos semicondutores de potência mais utilizados são:

- a) Diodos de potência;
- b) Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET);
- c) Transistor de junção bipolar (TBJ);
- d) Transistor bipolar de porta isolada (IGBT);
- e) Tiristor (SCR, GTO, MCT)

Após o SCR, surgiu um grande número de dispositivos eletrônicos de potência como, SIT, TRIAC, DIAC, IEGT, IGCT.

Figura 1.1 | Faixa de operação dos transistores: tensão x corrente x frequência

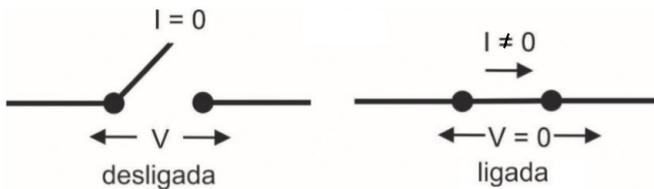


Fonte: adaptado de Bordry (2012a, p. 22).

A escolha do dispositivo de potência depende dos requisitos do projeto. Os técnicos em eletrônica avaliam primeiro as especificações do projeto e então selecionam os dispositivos adequados a essa aplicação. A Figura 1.1 mostra a relação entre corrente, frequência e tensão para dispositivos de eletrônica de potência. Note que o MOSFET opera em faixas de tensão e corrente na ordem de 1kV e 0,25 kA, atingindo frequências tão altas quanto 1MHZ. Por outro lado, tiristores comuns suportam faixas de corrente e tensão maiores, como 3,5 kA e 5 kV, mas operam em frequências menores.

Na eletrônica de potência, os dispositivos funcionam como interruptores, estando desligados ou ligados, como mostrado na Figura 1.2. Por exemplo, um diodo está ligado quando polarizado diretamente e desligado quando sua polarização é reversa.

Figura 1.2 | Interruptor representativo dos dispositivos semicondutores



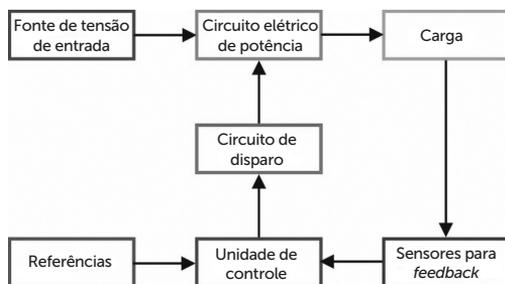
Fonte: elaborada pelo autor.

Os dispositivos eletrônicos de potência por si só não são úteis em aplicações práticas e, portanto, são projetados junto com outros componentes de suporte. Esses componentes de suporte controlam

os interruptores de potência para obter a saída desejada. Isso inclui o **circuito de disparo** e o **circuito de feedback**.

A Figura 1.3 mostra o diagrama que descreve um sistema eletrônico de potência simples. A unidade de controle compara o sinal de *feedback* de saída dos sensores, com sinais de referências e, assim, gera um sinal de entrada no circuito de disparo. O circuito de disparo é basicamente um circuito de geração de pulsos criados para controlar os interruptores eletrônicos de potência no bloco de circuito principal. Como resultado, a carga recebe a energia elétrica desejada. Um exemplo típico do sistema acima seria o controle de velocidade de motores.

Figura 1.3 | Circuito de eletrônica de potência básico



Fonte: adaptado de Eletrical4U (2012a).



## Assimile

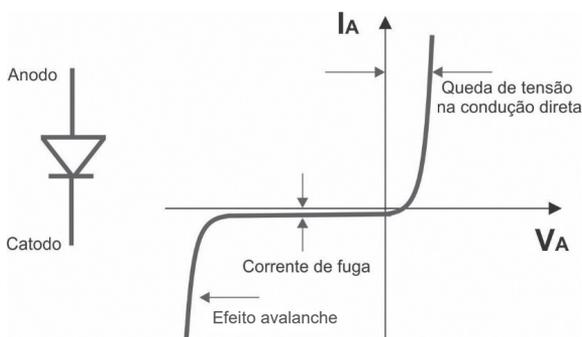
Observamos na Figura 1.3 que o circuito de disparo fornece pulsos ao circuito elétrico de potência. A complexidade desse circuito é em função do circuito elétrico de potência controlado. O MOSFET e o IGBT são acionados por nível de tensão, o que torna o circuito mais simples. Por outro lado, os tiristores necessitam de circuitos de disparo mais complexos.

Os dispositivos de potência são usados na montagem de cada um desses blocos. Os diodos, por exemplo, podem ser usados no circuito de disparo. A Figura 1.4 mostra o símbolo do diodo e suas características **volt-ampère**. Na condição direta, o diodo é representado por uma queda de tensão e uma resistência equivalente à inclinação positiva da curva, nas características de V-I. A típica queda de tensão em condução direta é em torno de 1.0 V. Esta queda causará perda de condução

e o dispositivo deve ser resfriado pelo **dissipador de calor** apropriado para limitar a temperatura de junção. Na polarização inversa, uma pequena corrente de fuga (*leakage current*) flui devido a portadores minoritários, que aumentam gradualmente com a tensão. Se a tensão inversa exceder um valor limiar, o dispositivo sofre o efeito avalanche, que é quando a corrente inversa se torna grande suficiente a ponto de o diodo se destruir pelo aquecimento devido à grande dissipação de energia na junção.

Os diodos de potência podem ser classificados da seguinte forma: **diodo de recuperação lenta** (diodo padrão), **diodo de recuperação rápida** e **diodo Schottky**.

Figura 1.4 | Símbolo do diodo e sua curva característica tensão-corrente



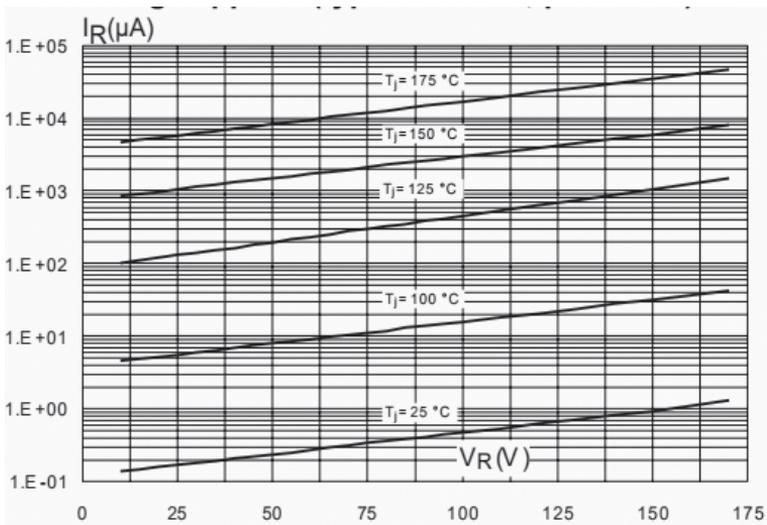
Fonte: adaptado de Hart (2012a).



### Exemplificando

A temperatura é um fator determinante na performance dos dispositivos de potência. Além da curva característica mostrada na Figura 1.4, o impacto da temperatura na performance dos dispositivos precisa ser considerado ao analisar um diodo de potência. Um exemplo está nas curvas da Figura 1.5 que mostram como a corrente reversa aumenta com o **aumento da temperatura**. Para uma variação de temperatura de 25°C para 100°C e uma tensão reversa ( $V_R$ ) de 75 V a **corrente reversa do diodo varia duas ordens de grandeza**.

Figura 1.5 | Curva de um diodo comercial da variação da corrente reversa ( $I_R$ ) com a tensão reversa ( $V_R$ ) para várias temperaturas

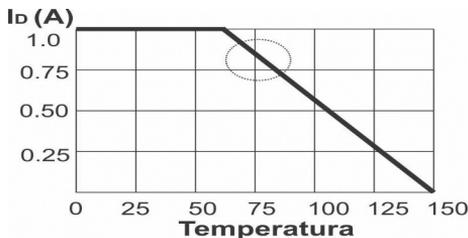


Fonte: MBRF20100CCTG (2013, p. 2).

Já na Figura 1.6, observe que a temperatura também influencia no valor da corrente direta. Observe que sob a mesma variação de temperatura a corrente direta máxima do diodo varia 50%, caindo de 1 A para 0.5 A. Logo, a temperatura afeta tanto a corrente direta, quanto a corrente reversa do diodo.

O impacto da temperatura pode ser reduzido com o uso de dissipadores de potência.

Figura 1.6 | Curva de um diodo comercial da variação da corrente direta ( $I_D$ ) com a temperatura



Fonte: adaptada de Farnell (2015a, p. 2).

Outro dispositivo presente nos sistemas de potência são os **transistores**. Estes estão presentes nos **retificadores e inversores** ou em **circuitos de proteção**. O transistor de junção bipolar (**TBJ**), é um dispositivo autocontrolado de duas junções, onde a corrente do coletor está sob o controle da corrente de base. Suas desvantagens são possuir **alta corrente de fuga**, alta queda de tensão na condução e **frequência de comutação reduzida**.

O **MOSFET** de potência é outro dispositivo que desempenha a função de chaveamento nos sistemas de potência. Enquanto a perda de condução de um MOSFET é grande para dispositivos de alta tensão, seus **tempos de comutação e desligamento** são extremamente pequenos, causando **baixa perda de comutação**. Eles são extremamente populares em aplicações de comutação de baixa tensão, baixa potência e alta frequência (centenas de kHz). Os exemplos de aplicação incluem **fontes de alimentação chaveadas, acionamento de motor de passo e relés de estado sólido**.

Outro dispositivo muito comum na eletrônica de potência são os **tiristores**. Estes eram os dispositivos tradicionais para conversão e controle de energia na indústria. A era moderna da eletrônica de potência de estado sólido começou devido à introdução deste dispositivo no final da década de 1950. Atualmente, os tiristores estão disponíveis com valores elevados de tensão (vários KV) e corrente (vários KA). Muitas vezes o tiristor recebe um nome de família que inclui SCR, TRIAC, GTO, MCT e IGCT

Cada dispositivo descrito até aqui é aplicado em conversores de potência. Esses possuem diferentes finalidades e podem ser classificados como:

a) **conversores CC / CC** são usados na maioria dos dispositivos móveis (**celulares, notebooks** etc.) para manter a tensão em um valor fixo, seja qual for o nível de tensão da bateria. Esses conversores também são usados para **isolamento eletrônico e correção do fator de potência**.

b) **conversores CA / CC** (retificadores) são utilizados sempre que um dispositivo eletrônico está conectado à rede elétrica. Estes podem simplesmente mudar **CA para CC** ou também podem **alterar o nível de tensão** como parte de sua operação.

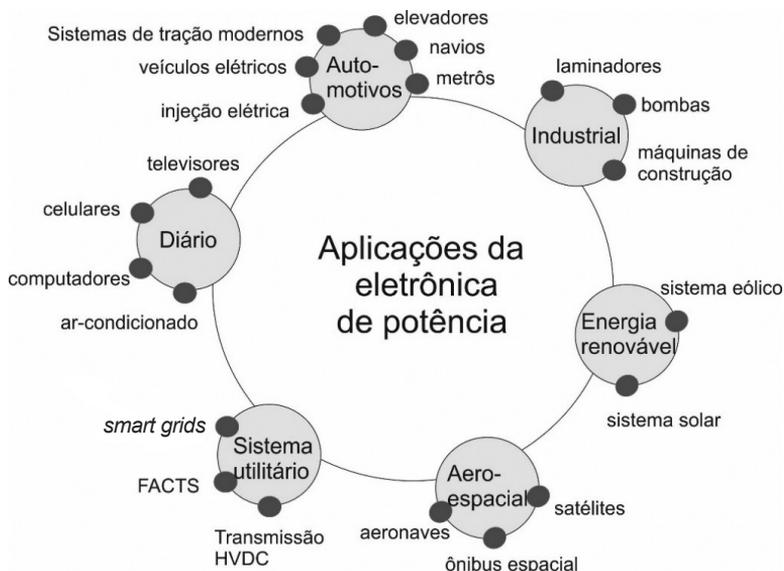
c) **conversores CA / CA** são usados para alterar o nível de tensão ou a frequência. Nas redes de distribuição de energia, os conversores CA / CA podem ser usados para trocar energia entre as redes elétricas com **diferentes frequências** (de 50 Hz e 60 Hz).

d) **conversores CC / CA** (inversores) são usados principalmente em sistemas de *backup* de energia. Quando a energia da rede estiver disponível, ele irá carregar a bateria CC. Se a rede falhar, um inversor será usado para produzir eletricidade CA na tensão da rede da bateria CC.

Observe que os quatro dispositivos acima são chamados de conversores, pois basicamente **convertem energia elétrica de uma forma para outra**.

Podemos encontrar uma grande variedade de aplicações da eletrônica de potência, como um **regulador de ventilador**, um **atenuador de luz**, **ar condicionado**, **luzes de emergência** e **computadores pessoais**. A facilidade de fabricação levou à disponibilidade desses dispositivos em uma vasta gama de aplicações e algumas delas são mostradas na Figura 1.7.

Figura 1.7 | Aplicações dos dispositivos de eletrônica de potência



Fonte: adaptada de Eletrical4u (2012a)

A **vantagem dos dispositivos eletrônicos** está na sua produção em massa e por serem **confiáveis, eficientes, compactos e rápidos**. Como **desvantagens**, os sistemas de eletrônicos de potência **injetam harmônicos** tanto na fonte de energia quanto na carga, criando problemas nos dois lados. Outro problema é o fato de **operarem com baixo fator de potência**, sendo necessários equipamentos para compensar a potência reativa. No entanto, as vantagens apresentadas pela eletrônica de potência se sobressaem, o que explica a crescente popularidade e o aumento exponencial de aplicações.



**Pesquise mais**

Para se familiarizar com a **história da eletrônica de potência** e entender a ordem em que os dispositivos foram criados acesse a apostila disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/hist.pdf>. Acesso em: 3 set. 2017.

## Sem medo de errar

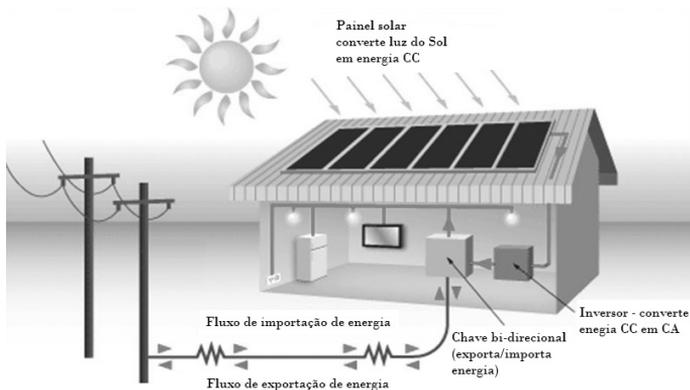
Retornando ao nosso contexto, você é o **supervisor técnico** contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um projeto de um **sistema de energia solar**. Como atividade inicial, o líder do projeto pediu ao supervisor técnico que estudasse a planta do projeto e identificasse os principais blocos do sistema de potência, informando os possíveis gargalos.

Como primeiro passo, você deve analisar os circuitos de eletrônica de potência em um sistema de energia solar. Nessa análise é possível identificar os elementos básicos, tais como o diodo, o transistor e o tiristor, que compõem estruturas mais complexas dos conversores. Coube a você descrever a função dos blocos, informando como estes seriam estruturados. Logo, você deve listar os dispositivos de potência, informando os parâmetros principais de cada um.

Primeiramente, é necessário entender a operação do sistema considerado. Nesse exemplo, temos o caso de um **sistema de energia solar com finalidade residencial**, ilustrado na Figura 1.8. Observe que

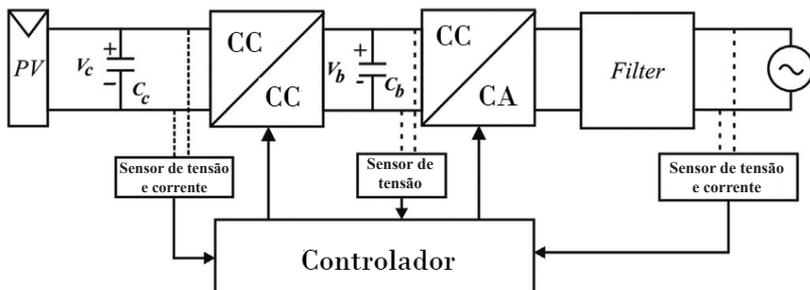
existe primeiro uma conversão de energia solar em elétrica (CC) e depois uma conversão da energia CC em CA. Essa conversão é feita por circuitos de eletrônica de potência.

Figura 1.8 | Sistema de geração fotovoltaico residencial



Fonte: adaptada de Skysolar (2017a).

Figura 1.9 | Diagrama de um sistema fotovoltaico



Fonte: Mahela e Shaik (2016a).

A Figura 1.9 ilustra um diagrama de **um sistema fotovoltaico**. Neste, existem além de **conversores**, o **controlador** que recebe níveis de tensão da rede e controla o **chaveamento dos conversores CC-CC e CC-CA (inversor)**. Esse diagrama representa uma solução simples para um sistema de energia solar, que pode conter outros dispositivos. Note que cada um desses blocos pode ser implementado por diferentes **chaves de eletrônica de potência**. Escolher a chave mais adequada é seu papel como técnico. Para tal escolha, é necessário estudar os

elementos básicos de um sistema de energia solar. Nesse estudo, os seguintes pontos devem ser considerados para o **diodo**:

- A **tensão reversa** deve ser pelo menos **duas vezes maior que o necessário**. Isso permite uma maior proteção contra transientes.
- Você pode **descobrir a corrente de pico e escolher um diodo** que tenha uma corrente direta do pico pelo menos duas vezes a do esperado.
- Você deve conhecer a **queda direta dos diodos no datasheet** e, então, com a corrente direta esperada, com o ciclo de serviço, deve **prever a quantidade de potência a ser dissipada**.
- Escolher um diodo que, com um dissipador de calor apropriado, **não exceda a temperatura de junção máxima** mesmo em altas temperaturas.

E para o **transistor** e o **tiristor**? Quais seriam os parâmetros mais importantes a serem considerados? Perceba que as características esperadas do diodo, tais como a **queda de tensão, a faixa de temperatura de uso, a máxima corrente e a tensão suportável** são parâmetros a serem considerados em todos os dispositivos. Assim, como responsável técnico, você deve **avaliar a influência de cada componente no resultado esperado**. Ao analisar cada componente, você pode concluir que o quão importante é a análise prévia dos parâmetros relacionados ao sistema de interesse.

## Avançando na prática

### Aplicação do diodo de potência em um circuito multiplicador de tensão

#### Descrição da situação-problema

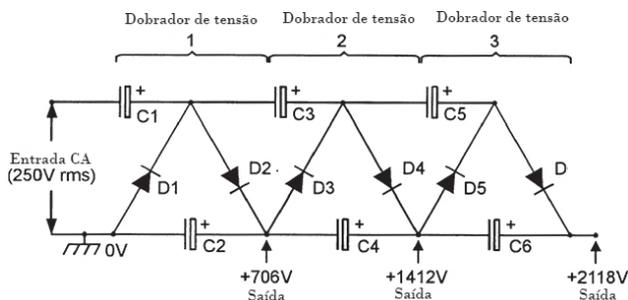
Em uma subestação de energia elétrica foi instalado um motor. Deseja-se alimentar o motor com a tensão de saída de um transformador. O motor opera com tensão de alimentação acima da tensão fornecida pelo transformador. O transformador fornece 250 V e a faixa de entrada da carga é de 2200 V. Dessa forma, a tensão deve ser multiplicada por 8. Como responsável técnico, você terá que desenvolver um circuito para ajustar a tensão de saída do

transformador com a faixa de entrada do motor. Qual solução você pode implementar usando os elementos da eletrônica de potência estudados nessa seção, tais como diodos e capacitores?

### Resolução da situação-problema

Como componente semicondutor mais simples, o diodo possui uma grande variedade de aplicações em sistemas eletrônicos modernos. As áreas de aplicação incluem ceifadores (ou limitadores de tensão), retificadores, inversores, circuitos de controle de ganho etc.

Figura 1.10 | Circuito multiplicador de tensão com diodos



Fonte: elaborada pelo autor.

Uma dessas aplicações é o **circuito multiplicador**, que permite a multiplicação de sinais CA usando conjunto de **diodos encadeados**. Observamos na Figura 1.10 que a entrada é multiplicada, de modo que se obtém a tensão de 2118 V em sua saída. Note que o circuito multiplicador é simples e muito útil quando se deseja aumentar a amplitude de um sinal. Assim, com esse circuito é possível fornecer a faixa de tensão CA em uma faixa adequada com a faixa de entrada da carga.

### Faça valer a pena

**1.** Os diodos *bypass* são usados para proteção de painéis solares. Se o painel solar estiver danificado ou sombreado por folhas ou outras obstruções, a potência de saída geral diminui e provoca danos. Os danos ocorrem devido a corrente do resto das células fruir através das células defeituosa ou sombreada causando um superaquecimento.

Qual a principal função do diodo de *bypass* no sistema de células solares?

- a) Proteger as células solares contra o problema de superaquecimento.
- b) Multiplicar a tensão de entrada, amplificando o sinal CA.
- c) Retificar a tensão de entrada, reduzindo o nível de tensão RMS.
- d) Inverter a tensão CC para CA.
- e) Limitar a tensão de operação da célula solar.

**2.** Os dispositivos de eletrônica potência são projetados para cada vez mais operarem com mais eficiência. Ou seja, esses dispositivos devem operar com perdas reduzidas de chaveamento, entregando o nível adequado de tensão à carga.

Quais são os parâmetros envolvidos nas perdas devido ao chaveamento do diodo?

- a) Perda de tensão e perda de potência.
- b) Perdas devido à corrente de fuga e perdas na condução direta.
- c) Perda de eficiência e perda ganho.
- d) Perda de alimentação e perda de dissipação de calor.
- e) Perda de frequência e perda de eficiência.

**3.** Os transistores TBJ e MOSFET são úteis para aplicações de amplificação e chaveamento de tensão. No entanto, eles possuem características diferentes além de operarem em faixas de frequência e potência diferentes.

Entre as opções abaixo, qual indica a diferença entre os transistores MOSFET e TBJ?

- a) TBJ é um transistor de junção bipolar, enquanto o MOSFET é um transistor de efeito de campo semicondutor de dióxido de silício.
- b) TBJ tem um emissor, coletor e base, enquanto um MOSFET tem um catodo e um anodo.
- c) MOSFET substitui o TBJ em aplicações que requerem maior frequência de chaveamento.
- d) Nos circuitos integrados digital e analógico atuais, o TBJ é mais popular que o MOSFET.
- e) O funcionamento do MOSFET depende da tensão no eletrodo de porta isolado de óxido, enquanto a operação do TBJ depende da corrente de dreno.

# Seção 1.2

## Transistores de potência

### Diálogo aberto

Na seção anterior, você conheceu a variedade de dispositivos na eletrônica de potência. Você compreendeu a importância de possuir o domínio total de suas características, que estão na descrição do *datasheet*. Nesta seção, você estudará os três principais tipos de **transistores de potência: TBJ, MOSFET e IGBT**. Mesmo que você tenha aprendido sobre o TBJ e o MOSFET anteriormente em seu curso de eletrônica, os transistores de potência suportam correntes e tensões em níveis elevados, possuindo assim diferenças estruturais. O IGBT é um dispositivo mais novo, desenvolvido na década de 1980. Este é formado por um TBJ e um MOSFET, de modo que a entrada opera como um MOSFET e a saída possui o comportamento do TBJ.

É interessante saber que estes dispositivos podem ser classificados pela sua velocidade de chaveamento ou pelo consumo de potência. Logo, enquanto um TBJ pode ser mais adequado para o chaveamento de um circuito em baixa frequência, o MOSFET é mais adequado para circuitos com comutação rápida.

Retornando ao contexto, o **responsável técnico** que conhecemos na seção anterior está alocado na equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Agora ele terá o desafio de desenvolver um **sistema de proteção à bateria do sistema solar**. A corrente que sai do painel solar é proporcional aos raios que incidem neste. Naturalmente, picos de corrente são gerados e possuem o potencial de danificar partes importante do sistema de geração de energia solar, tal como a bateria.

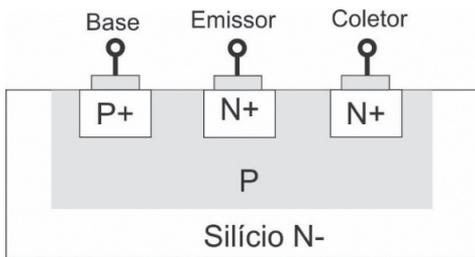
Para auxiliar você nessa tarefa, vamos discutir as características dos transistores de potência TBJ, MOSFET e IGBT, bem como as suas aplicações. Essa seção contempla o essencial dos transistores e pode ser enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos. Com o conhecimento adquirido aqui, você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência. Espero que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

A origem do termo transistor é controversa. A versão mais aceita é que tenha sido uma sugestão de John Pierce, um pesquisador do conceituado **Laboratório Bell**, combinando as palavras **transcondutância** (ou transferência) e varistor (resistor cuja resistência varia com a tensão), segundo Getner (2012). Para trabalhar com a eletrônica de potência, é essencial entender o funcionamento dos transistores no **controle e conversão da energia elétrica**. Você deve ser capaz de operar esses dispositivos e também de os avaliar quanto ao **custo**, a **frequência de chaveamento**, o **valor máximo de corrente e tensão de operação**.

O **2N176** foi o primeiro transistor de potência a ser produzido em larga escala. Ele é um transistor de junção bipolar (TBJ) formado por materiais semicondutores de tipo N e P, constituindo um transistor PNP (WARD, 2007).

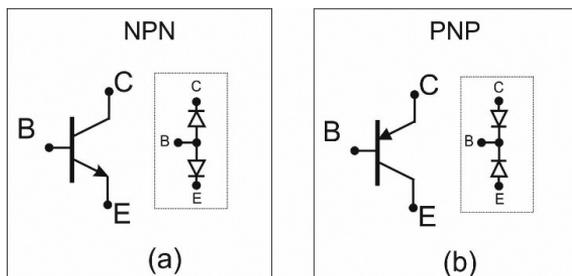
Figura 1.11 | Visão transversal da estrutura do TBJ



Fonte: adaptada de Radio Eletronics (2016a).

A Figura 1.11 mostra a estrutura física de um TBJ NPN atual. A sua organização está relacionada com a do diodo de junção, sendo formada por duas junções PN: uma **BC**, entre o terminal da base (B) e coletor (C) e uma **junção BE** entre base (B) e emissor (E). Veja na Figura 1.12 a representação do TBJ NPN e PNP e os **diodos de junção equivalentes**. Perceba que cada TBJ equivale a um par de diodos. Embora o PNP tenha sido muito usado nas décadas passadas, a maioria das aplicações atuais usam o tipo NPN, dado a sua **maior velocidade de chaveamento**.

Figura 1.12 | Símbolos do TBJ: (a) NPN e (b) PNP



Fonte: adaptada de Nutsvolts (2015a).

Em condições normais, a junção BE é polarizada diretamente fluindo elétrons do terminal E para o B. Elétrons também fluem da base para o coletor, com a junção CB polarizada inversamente. Lembre-se que o **sentido convencional da corrente é contrário ao do fluxo de elétrons**. A corrente do emissor ( $i_E$ ) está exponencialmente relacionada à tensão base-emissor ( $V_{BE}$ ) pela equação:

$$i_E = i_{E0} (e^{\frac{V_{BE}}{V_T \eta}} - 1) \quad (1.1)$$

onde  $i_{E0}$  é a corrente de saturação da junção base-emissor, que é função dos **níveis de dopantes, temperatura e área da união base-emissor**,  $V_T$  é a tensão térmica (dado por  $kT / q$ ) e  $\eta$  é o coeficiente de emissão. A corrente do coletor ( $i_C$ ) é a fração  $\alpha$  da corrente total que cruza a junção base-emissor:

$$i_C = \alpha i_E \quad (1.2)$$

Uma vez que o transistor é um dispositivo de três terminais,  $i_E$  é igual a  $i_C + i_B$ , portanto, a corrente de base ( $i_B$ ) pode ser expressa como a fração restante:

$$i_B = (1 - \alpha) i_E \quad (1.3)$$

As **correntes do coletor** e da **base** estão relacionadas por:

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} = \beta \quad (1.4)$$

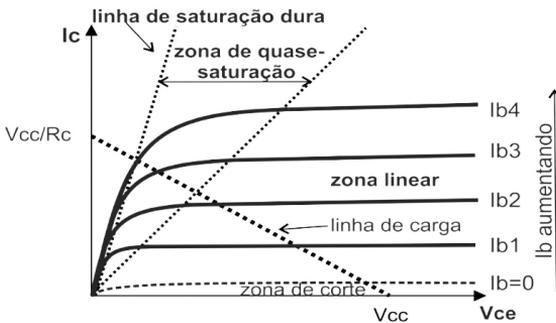
Os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  indicam o **ganho de corrente** e dependem principalmente das densidades do dopante nas regiões da base, do coletor e do emissor, bem como na geometria do dispositivo. A **temperatura** também afeta ambos os parâmetros.

As equações (1.1) – (1.4) são usadas no projeto de circuitos eletrônicos, relacionando as variáveis da entrada do TBJ (formada pela base (B), pelo emissor (E) e coletor (C)).

O transistor TBJ opera em quatro regiões mostradas na Figura 1.13:

- a) **Região de corte:** ambas junções BE e CB estão inversamente polarizadas;
- b) **Região ativa:** junção BE é diretamente polarizada e CB inversamente polarizada;
- c) **Região de quase-saturação:** Ambas diretamente polarizadas;
- d) **Região de “saturação profunda (dura)”:** Ambas diretamente polarizadas.

Figura 1.13 | Regiões de operação do TBJ de potência num gráfico  $V_{CE} \times I_C$



Fonte: adaptada de Nurthy (2013a).

Em aplicações de controle, o TBJ de potência geralmente é usado no **ponto de corte** para o estado **desligado** e na **quase-saturação**, zona em que o transistor atua como um interruptor. Essa mudança é muito rápida, o que resulta em **baixa queda de tensão**, que é uma característica desejada para os componentes eletrônicos de potência. Desse modo, o TBJ possui uma grande **tensão de bloqueio** no estado desligado e uma **capacidade de alta corrente** no estado ligado.

Cada transistor de potência possui **limites operacionais** representados por meio de diagramas. No caso do TBJ, estes diagramas informam a região de operação segura de **polarização direta** e **polarização inversa**, aplicável às condições  $i_B > 0$  e  $i_B \leq 0$ , respectivamente.

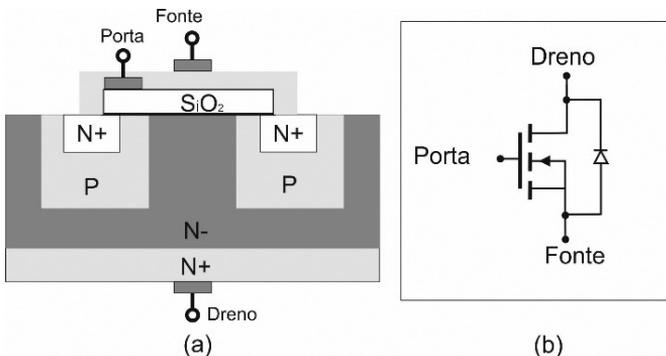


A **região de quase saturação** é uma nova região do TBJ de potência devido a uma **camada de deriva** ligeiramente dopada (N-), conforme mostrado na Figura 1.11. Se o TBJ funcionar em **alta frequência de chaveamento**, eles operam nesta região. Assim, isso proporciona uma resistência inferior à da região ativa. Uma vez que não entra em saturação profunda, podemos ativar e desativar o TBJ de potência muito rapidamente. Esse recurso não é encontrado no TBJ comum.

Até a década de 1970, o TBJ era o único dispositivo eletrônico de estado sólido capaz de operar como uma chave de potência. Nessa época, o TBJ apresentava sérias limitações devido à sua baixa velocidade, alta corrente requerida na base e o impacto da temperatura. Isso motivou o desenvolvimento de novas tecnologias, como o MOSFET, que era a solução às limitações do TBJ ao apresentar chaveamento rápido, alta impedância de entrada e **estabilidade térmica**.

O MOSFET de potência (transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor) é um dispositivo de estado sólido **controlado por tensão** usado em **aplicações de alta potência e comutação rápida**. Ele pode operar com frequência de chaveamento superior a 1 MHz e suporta valores de tensão e corrente tão altos quanto 1000 V e 200 A. Ao contrário do TBJ, o **MOSFET é um dispositivo unipolar**, uma vez que usa somente portadores majoritários (elétrons) na condução.

Figura 1.14 | MOSFET de potência: (a) estrutura; (b) símbolo



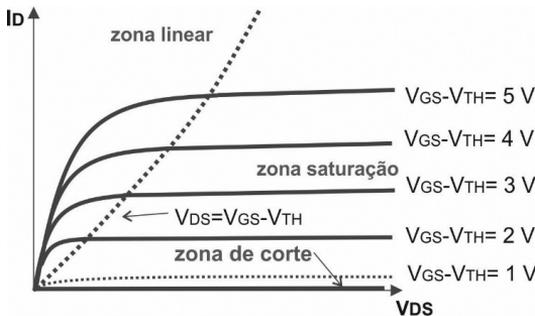
Fonte: adaptada de Power Mosfet Wow (2017a).

A construção do MOSFET de potência é semelhante à do MOSFET tipo enriquecimento normal. Como você pode ver na Figura 1.14 (a), o MOSFET de potência é uma estrutura orientada verticalmente com camadas P e N+ alternadas com uma camada ligeiramente dopada N-. A camada N- permite que ele opere com valores maiores de **corrente e tensão de bloqueio**.

O MOSFET de potência possui três terminais acessíveis ao usuário: o **dreno**, a **porta** e a **fonte**, mostrados na Figura 1.14 (b). Um quarto terminal chamado de **substrato** está em curto com o terminal de fonte. Para ativar o MOSFET, primeiro precisamos fornecer uma tensão entre o dreno e a fonte, de modo que o dreno seja positivo em relação a ela. Mas isso não é suficiente para colocá-lo em estado de condução, pois precisamos fornecer uma polarização entre porta e fonte.

As curvas características na Fig. 1.15 mostram que existem três regiões distintas de operação rotuladas como **região linear**, **região de saturação** e **região de corte**. Quando usado como um **dispositivo de chaveamento**, apenas as **regiões linear** e de **corte** são consideradas, ao passo que, quando usado **como amplificador**, o MOSFET opera na **saturação**.

Figura 1.15 | Curva característica VDS x ID para o MOSFET de potência



Fonte: adaptada de Eletronics-Tutorials (2016a).

Para que haja fluxo de corrente de dreno ( $I_D$ ) no MOSFET, um **canal** entre o dreno e a fonte deve ser criado. Isso ocorre quando a tensão **porta-fonte** ( $V_{GS}$ ) excede a **tensão limiar** do dispositivo,  $V_{TH}$ . Assim, o dispositivo está em corte e não conduz corrente quando

$$V_{GS} < V_{TH} \tag{1.5}$$

Quando  $V_{GS} > V_{TH}$ , o canal do MOSFET é formado e o dispositivo pode estar na **zona linear** que também é chamada de zona de triodo ou região de "resistência constante" ou na **região de saturação**, dependendo do valor de  $V_{DS}$ . Assim, tem-se que:

a) Região de operação triodo

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \text{ e } V_{GS} > V_{TH} \quad (1.6)$$

b) Região de saturação

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \text{ e } V_{GS} > V_{TH} \quad (1.7)$$

Em ambas as regiões de operação, a corrente na porta é quase zero. É por isso que o MOSFET é conhecido como um dispositivo de controle de tensão e, portanto, requer um circuito de controle da tensão na porta.

**NOTA:** Ao contrário do dispositivo bipolar que é controlado por corrente, ou seja, a corrente de base controla o fluxo de corrente no coletor, o MOSFET de potência é controlado por tensão e requer uma tensão no terminal de entrada (porta). Assim, o **MOSFET consome menos potência do que o TBJ**. Além disso, uma vez que apenas os portadores de carga majoritários contribuem para o fluxo de corrente, os MOSFET superam todos os outros dispositivos em velocidade de comutação com velocidade de chaveamento superior a alguns megahertz. Comparando com o MOSFET, o TBJ suporta operações com **maior potência** e **menor velocidade de comutação**. Outra diferença é que os parâmetros do TBJ são mais **sensíveis à temperatura**.

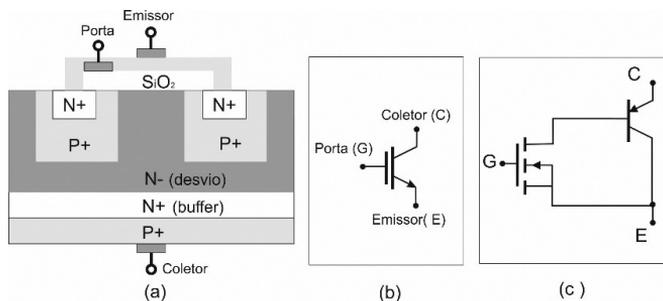


Refleta

Conforme mencionado anteriormente, dependendo das aplicações, a faixa de potência processada pelo transistor é muito ampla, da ordem de miliwatts a centenas de megawatts. Portanto, é muito difícil encontrar um único tipo de dispositivo de comutação para cobrir todas as aplicações de eletrônica de potência. Ainda que em uma aplicação específica seja usado costumeiramente o transistor TBJ, será que a sua substituição por um MOSFET traria alguma perda? Será que traria vantagens? Como você poderia selecionar de forma mais criteriosa o transistor para uma aplicação específica? Você poderia combinar os dois tipos de transistores, obtendo os benefícios de cada um deles?

O IGBT (transistor bipolar de porta isolada) é uma estrutura híbrida de MOSFET e TBJ de potência. Ele possui características de ambos dispositivos, compensando as limitações do MOSFET e TBJ de forma eficiente. Desenvolvido na década de 1980, continua a ser melhorado em termos de tensão de operação e frequência de chaveamento.

Figura 1.16 | IGBT: (a) estrutura física; (b) símbolo; e (c) circuito equivalente



Fonte: adaptada de EETIMES (2007a).

Como você pode ver na Figura 1.16 (a), o IGBT é uma estrutura orientada verticalmente idêntica ao MOSFET de potência, exceto por ter uma **camada P+ no terminal do coletor** em vez de camada N+ e uma camada extra N+ (*buffer*) acima da camada P+.

A inclusão da camada N+ depende da aplicação, sendo que no MOSFET de potência, esta **reduz a perda de potência**. Já a camada N- (desvio) aumenta a capacidade de tensão de avaria do dispositivo.

A Figura 1.16 (b) mostra a maneira convencional de simbolizar o IGBT. Ele possui três terminais: **coletor (C)**, **porta (G)** e **emissor (E)**. Já a Figura 1.16 (c) demonstra a equivalência do IGBT com o MOSFET e o TBJ. Observe que o IGBT diferencia do TBJ dado que um terminal de porta (G) substitui o terminal da base enquanto os contatos do coletor (C) e do emissor (E) permanecem os mesmos.

A entrada para o terminal da base do TBJ é um terminal do MOSFET. Assim, quando aplicamos uma tensão positiva no emissor (E), um canal induzido é formado na porta do MOSFET, iniciando assim a condução. Agora, a condução é semelhante à de um MOSFET de potência. Assim, o **IGBT atua como um dispositivo controlado por tensão** no terminal da porta (G), e as suas características de entrada são parecidas com as

**características de entrada do MOSFET**. Por sua vez, as **características de saída são semelhantes às de um TBJ** de potência.

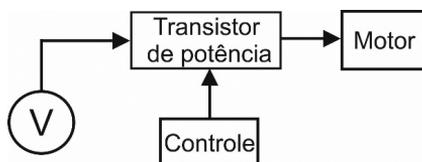
Para iniciar a condução do IGBT, temos que aplicar tensão positiva entre o coletor e o emissor. Os elétrons começam a fluir do emissor para o coletor, passando através do canal induzido.

O IGBT efetivamente melhora a condutividade do MOSFET, ao **reduzir a resistência na condução e a dissipação de potência**. Assim, o IGBT compensa a alta dissipação de potência do MOSFET, além de aumentar a velocidade de comutação do TBJ de potência.



### Exemplificando

Figura 1.17 | Circuito de chaveamento do motor com transistor de potência

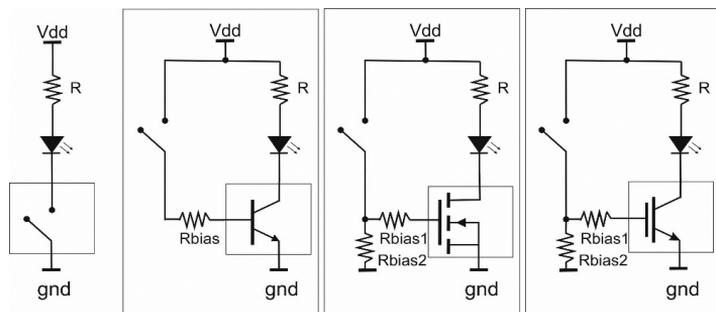


Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 1.17 mostra de forma simplificada um circuito de chaveamento de um motor. O transistor de potência tem em seu terminal de entrada uma **fonte de tensão de 1000 V** e o circuito de controle fornece uma **frequência de chaveamento de 2 MHz**. A saída do transistor de potência alimenta um motor. A questão aqui é saber qual transistor de potência podemos usar para operar nessas condições. Pela tensão de operação de 1000 V, os três transistores estudados aqui atendem essa faixa. Pela frequência de chaveamento, 2 MHz representa um tempo de chaveamento na ordem de 500 ns. Para esse requisito é mais aconselhável usar o **MOSFET**, ou mesmo alguns **IGBT mais novos** que suportam tal frequência. Pensando no custo, o MOSFET é uma alternativa mais interessante do que o IGBT. Como avaliação final, considerando o melhor custo/benefício, o MOSFET é a primeira opção, seguida do IGBT.

Na Figura 1.18 são apresentadas as configurações mais utilizadas em circuitos com chaveamento. Observe que tanto o TBJ quanto o MOSFET e o IGBT são usados para controlar um LED de alta potência.

Figura 1.18 | Topologias do circuito acionamento de LED com: TBJ, MOSFET e IGBT



Fonte: adaptada de Learning about Eletronics (2016a).

No caso do TBJ, a corrente de controle flui pela base, e a **saída está no coletor**. Quando a tensão na base é maior do que 0,6V (ou qualquer que seja o  $V_{TH}$  do seu transistor), o **transistor satura**, formando um curto circuito entre coletor e emissor. Já quando a tensão na base é inferior a 0,6V, o transistor está em corte e, teoricamente, nenhuma corrente flui entre coletor e o emissor.

Você notará que cada um desses circuitos usa uma resistência entre a **entrada de controle** e a de **base** ( $R_{bias}$ ), no TBJ, ou a de **porta** ( $R_{bias1}$  e  $R_{bias2}$ ) nos MOSFET e IGBT. Não se esqueça de adicionar este resistor! Um TBJ sem resistência na base é como um LED sem resistência de limitação de corrente. O resistor precisa ser grande o suficiente para efetivamente limitar a corrente, mas suficientemente pequeno para alimentar a corrente de base.

No caso do IGBT, basicamente, você apenas aumenta a tensão na porta acima de um certo nível (em torno de alguns volts – definido no *datasheet*) para ativá-lo, assim como faria com um MOSFET, e então a corrente fluirá entre o coletor e o emissor. Lembre-se que um IGBT é essencialmente um MOSFET que controla TBJ, integrados em uma única peça de silício.

A principal vantagem dos módulos IGBT é a sua maior capacidade de controle de tensão e corrente quando comparada a do MOSFET com preço equivalente. Poucos MOSFET possuem capacidade de operar com tensão acima de 4500V e corrente superiores a alguns amperes. Os módulos IGBT chegam a valores de 6300V com correntes na ordem de 600A. A Tabela 1.1 reúne as características típicas dos três transistores estudados aqui.

Tabela 1.1 | Características dos transistores TBJ, MOSFET e IGBT

Características	TBJ	MOSFET	IGBT
Tensão de operação	Alta (<1kV)	Alta (<1kV)	Muito alta (>1kV)
Corrente de operação	Alta (<500 A)	Baixa (<200 A)	Alta (> 500 A)
Faixa de entrada	Corrente (hFE 20-200)	Tensão, $V_{GS}$ 3 – 10 V	Tensão, $V_{GE}$ 4 – 8 V
Impedância de entrada	Baixa	Alta	Alta
Impedância de saída	Baixa	Média	Baixa
Velocidade de chaveamento	Lenta ( $\mu$ s)	Rápida (ns)	Média
Custo	Baixo	Médio	Alto

Fonte: adaptada de <[http://www.brainkart.com/article/Insulated-Gate-Bipolar-Transistor-IGBT--and-its-Characteristics\\_12540/](http://www.brainkart.com/article/Insulated-Gate-Bipolar-Transistor-IGBT--and-its-Characteristics_12540/)>. Acesso em: 16 out. 2017.



Pesquise mais

Acesse o *datasheet* do **2N3055**, um dos transistores de potência mais populares, utilizado em aplicações industriais, controle e mecatrônica. Capaz de dissipar potência de até 115 W e de operar com correntes de coletor de até 15 A, podemos usá-lo em **fonte de alimentação, amplificador de áudio, controle de potência**, além de outras aplicações que envolvam corrente contínua e baixas frequências. Disponível em:

<<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N3055-D.PDF>> Acesso em: 15 out. 2017

## Sem medo de errar

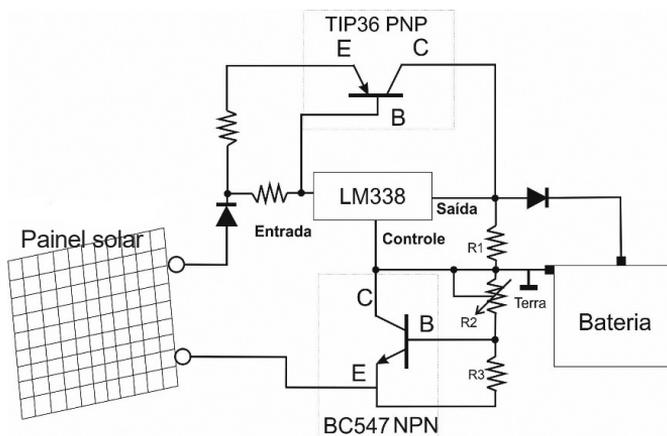
Retomamos agora o desafio do jovem supervisor técnico no **projeto do sistema geração de energia solar**. Ao analisar o projeto, ele identificou a necessidade de inserir um circuito eletrônico que evite que os picos de tensão ou corrente do painel solar fluam na bateria. Esse circuito é implementado com **transistor de potência**, além de **diodos** e **regulador de tensão LM317** ou **LM338**. O regulador mantém a tensão constante e pode operar com correntes tão altas quanto 1 A. Se o painel solar produzir uma corrente inferior a 1 A, o transistor não conduz e a corrente flui do painel até a carga. Com essas informações, o supervisor deve avaliar a possível topologia do circuito, assim como as suas vantagens.

Sabemos que a energia de um painel solar é efetivamente armazenada em baterias. Embora possa parecer bastante simples, carregar uma bateria de um painel solar nunca é fácil, devido à **variação de irradiação solar** (ou irradiância) que causa alterações tanto na **tensão** quanto na **corrente** fornecida pelo painel solar.

Esses motivos podem tornar o carregamento de uma bateria muito imprevisível e perigoso. Mas, graças aos circuitos integrados modernos, como o LM338, o processo de carregamento das baterias por meio de um painel solar tornou-se muito seguro.

A Figura 1.19 mostra o diagrama de circuito usando o LM338. Observe que existe um transistor TBJ (**BC547 NPN**) responsável pelo controle do LM338. Note que nesse caso, o TBJ é recomendado, dado que esse circuito opera em baixa frequência.

Figura 1.19 | Topologia do circuito de proteção da bateria com LM338 e dois TBJ



Fonte: adaptada de Homemade Circuits (2016a).

Observe que a **corrente aumenta na entrada do LM338** quando a intensidade do raio solar aumenta. Nesse caso, a tensão do controle cai proporcionalmente, puxando a corrente de volta para a faixa especificada. Como podemos ver no diagrama, o coletor/emissor do transistor BC547 é responsável pelo controle da corrente. À medida que a **corrente de entrada sobe, a bateria começa a receber mais corrente**, e isso gera uma **tensão em R3**. Essa tensão gera uma corrente de base no TBJ, **reduzindo a corrente que passa pelo LM338**.

O transistor conduz e corrige a tensão através do LM338, de modo que o fluxo de corrente seja ajustado de acordo com os requisitos da bateria. Observe que outras **resistências** foram inseridas de modo a gerar o valor de corrente adequado na base do transistor. Outro ponto interessante é a presença de **diodos** que operam como uma **proteção extra** para o painel solar e para o LM338. Vale a pena mencionar que essa configuração é a mais simples, pois existem formas mais complexas de criar esse circuito usando transistores em paralelo. Aqui fica clara a importância do transistor operando como um interruptor.

Um segundo transistor (**TIP36 PNP**) é adicionado em paralelo com o LM338. Este permite o **carregamento da bateria com corrente mais elevada**, já que o LM338 suporta baixa corrente. A resistência em série com o emissor do TIP36 deve ser calculada adequadamente pois, caso contrário, o transistor pode não operar corretamente. A opção por um TBJ de potência TIP 36 deve-se à baixa frequência de operação.

## Avançando na prática

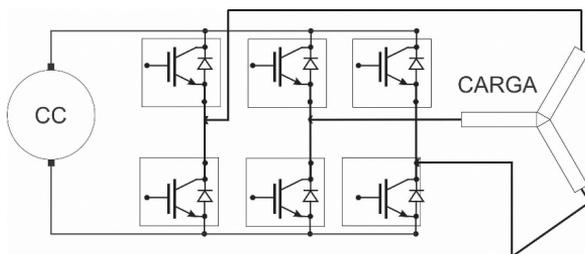
### Escolha do transistor de potência para aplicações em inversores no sistema de energia solar

#### Descrição da situação-problema

Os inversores são circuitos que convertem tensão CC em tensão CA. Nos inversores de sistema de energia solar, os transistores se sobressaem em relação a outros dispositivos de potência. A Figura 1.20 mostra um diagrama de parte de um sistema de energia solar, com a conversão da tensão CC (painel solar) em CA (carga) por meio de um inversor formado por 6 IGBT.

Como supervisor técnico, você deve avaliar as características dos transistores (TBJ, MOSFET ou IGBT) para apontar os mais apropriados para aplicação em um inversor solar. Com a experiência obtida no projeto anterior, você sabe que a escolha do transistor é definida por sua capacidade de chaveamento e consumo de potência. E então, qual o transistor mais indicado para esta aplicação?

Figura 1.20 | Aplicação de IGBT em retificadores trifásicos



Fonte: adaptada de CSANY Group (2016a).

## Resolução da situação-problema

Com relação ao chaveamento, o MOSFET e o IGBT requerem um circuito de controle simples, devido à estrutura de entrada MOS, em comparação aos dispositivos de potência controlados por corrente (tiristor, BJT). Logo, o inversor na Figura 1.20 é mais simples quando formado por IGBT ou MOSFET.

Com relação à potência, todos os transistores têm **perdas de condução** e de comutação. O IGBT tem perdas de condução mais baixas, mas maiores **perdas de comutação** em comparação com os melhores MOSFET. No caso dos inversores, a perda de condução é o fator crítico, o que torna a escolha do IGBT mais adequada.

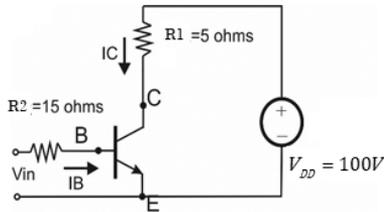
Com base nas duas análises, o IGBT sobressai em relação ao MOSFET e o TBJ em aplicações de inversores solar.

## Faça valer a pena

**1.** Na operação do TBJ é necessário fornecer uma corrente de base adequada para garantir o estado ligado, para uma operação segura e satisfatória da chave. Logo, a corrente de base mínima para garantir o estado ligado é dado por  $I_C = \beta I_B$ , em que  $\beta$  é o parâmetro descrito no *datasheet* do transistor.

O transistor no circuito da Figura 1.21 possui  $V_{CE} = 1,5 \text{ V}$  e  $\beta = 50$ . Com o valor das correntes de coletor ( $I_C$ ) e de base ( $I_B$ ), determine a corrente  $I_E$  que passa pelo emissor em ampère.

Figura 1.21 | Aplicação do TBJ e as suas equações características



Fonte: elaborada pelo autor.

- a) 34.
- b) 40.
- c) 20.
- d) 15.
- e) 100.

**2.** Os transistores podem ser classificados pela potência consumida e velocidade de chaveamento. Os TBJ possuem menor velocidade de chaveamento, enquanto os MOSFET são os mais rápidos. O IGBT possui uma velocidade de chaveamento intermediária.

O tempo de chaveamento de um MOSFET de potência é na ordem de:

- a) Segundos.
- b) Milisegundos.
- c) Microsegundos.
- d) Nanossegundos.
- e) Minutos.

**3.** O IGBT (transistor bipolar de porta isolada) é uma estrutura híbrida de MOSFET (transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor) e TBJ (transistor bipolar de junção) de potência. Ele possui características de ambos dispositivos, compensando as limitações do MOSFET e TBJ de forma eficiente. Entre as opções abaixo, qual indica as principais vantagens do IGBT em relação aos transistores TBJ e ao MOSFET, respectivamente:

- a) É mais rápido e consome menos potência.
- b) Opera com maior corrente e opera com mais tensão.
- c) Opera com maior tensão e é mais rápido.
- d) Consome menos potência e é mais rápido.
- e) Opera com maior corrente e consome menos potência.

# Seção 1.3

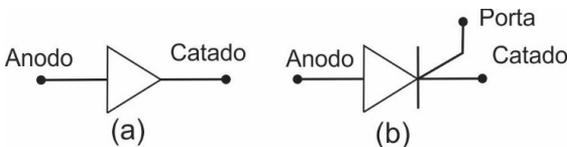
## Tiristores

### Diálogo aberto

Nesta seção, você estudará sobre o **tiristor**, um importante dispositivo de potência que se apresenta disponível como o **SCR**, **GTO**, **IGCT**, **MCT**, **TRIAC** e **DIAC**. O retificador controlado de silício (**SCR**) é o tiristor mais difundido e, por esse motivo, será usado neste material para explicar a teoria dos tiristores.

O SCR funciona similarmente a um diodo, com um terceiro terminal responsável pelo controle da condução como mostrado na Figura 1.22. Esse dispositivo é usado na conversão de potência em sistemas CC e CA, sendo encontrado em **controles de relés**, **fontes de tensão reguladas**, **controles de motores**, **inversores**, **retificadores**, **controladores de luminosidade**, entre muitos outros exemplos. A sua importância aumentou com a evolução da indústria semicondutora, fato que tornou o dispositivo menor, mais confiável e com custo inferior.

Figura 1.22 | Símbolo do: (a) diodo; (b) tiristor



Fonte: elaborada pelo autor.

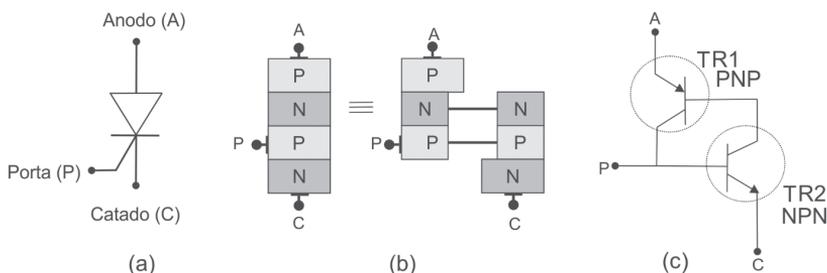
Retornando ao contexto, você é o responsável técnico que integra a equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Agora você terá o desafio de desenvolver um circuito que informe condições de sombreamento, ou de **interrupção da luz**, que incide no painel solar. Sabemos que vários objetos podem interromper a captura de luz, o que traz prejuízos na geração de energia elétrica. Assim, no momento em que a luz é interrompida, um **signal sonoro** deve ser emitido, de modo que uma equipe técnica possa avaliar o motivo da suspensão na captura dos raios solares.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, vamos discutir a **operação** e as **características** dos tiristores de potência, em especial as do SCR. Vamos conhecer os **parâmetros** de operação deste componente eletrônico e as suas **aplicações**. Espero que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

Entre a grande variedade de tiristores, o **retificador controlado de silício (SCR)** é um dos mais antigos e difundidos. Ele é o mais popular devido ao seu **chaveamento rápido**, **tamanho pequeno** e suas **taxas de corrente e tensão elevadas**. Assim, ele é o escolhido para analisarmos a estrutura e operação dos tiristores. O SCR é um dispositivo de três terminais nomeados de **anodo**, **catodo** e **porta**. Observe na Figura 1.23 (a) que o seu símbolo sugere a sua operação como diodo com um gatilho para iniciação da mesma. Como mostrado na Figura 1.23 (b), ele consiste em quatro camadas (PNPN) formando três **junções PN** que, de acordo com a tensão em seus terminais, funcionam como um interruptor ou como um diodo de retificação. Como veremos na unidade seguinte, a retificação é a conversão da corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC). Assim, os tiristores são usados em conversores CA-CC.

Figura 1.23 | Tiristor: (a) símbolo; (b) estrutura PNPN; (c) circuito equivalente



Fonte: Adaptado de (RADIO ELECTRONICS, 2016)

O funcionamento do tiristor pode ser explicado melhor supondo que seja constituído por um par de transistores conectados, mostrado na Figura 1.23 (c). O circuito equivalente de dois transistores mostra que a **corrente de coletor** do transistor **NPN TR2** se alimenta

diretamente na base do transistor **PNP TR1**, enquanto a **corrente de coletor de TR1** alimenta a base de **TR2**. Esses dois transistores interconectados dependem um do outro para a condução, pois cada um obtém sua corrente de base e emissor da corrente do coletor-emissor do outro. Portanto, até que um dos transistores tenha fornecido uma corrente de base, nada pode acontecer, mesmo que se tenha uma **tensão anodo--catodo**.

Quando o **terminal anodo** está **negativo** em relação ao **catodo**, a junção NP central é diretamente polarizada e as duas junções PN externas são polarizadas reversamente. Assim, o tiristor se comporta como um **diodo comum**. Portanto, o tiristor SCR bloqueia o fluxo da corrente inversa até que, em algum nível de alta tensão, o ponto de tensão de quebra das duas junções externas seja excedido e o tiristor conduza sem a aplicação de uma tensão no terminal de porta.

Esta é uma característica importante do tiristor, pois ele involuntariamente pode passar a conduzir devido a uma **sobretensão**, bem como a **alta temperatura** ou uma **variação de tensão** ( $dv / dt$ ) abrupta.

Se o **terminal anodo se tornar positivo** em relação ao **catodo**, as duas junções PN externas são agora polarizadas diretamente, mas a junção NP central é polarizada inversamente. Portanto, **o tiristor não está conduzindo**. Se uma corrente positiva for injetada na base do transistor **NPN TR2**, a corrente do coletor resultante flui na base do transistor **TR1**. Isso, por sua vez, faz com que uma corrente de coletor flua no transistor PNP, TR1, que aumenta a corrente de base de TR2 e assim por diante. Muito rapidamente, os dois transistores entram em **saturação**. Assim, a aplicação de um pulso momentâneo na porta do tiristor é suficiente para que ele conduza e permaneça permanentemente ligado, mesmo que o sinal seja removido.

Então, como podemos desligar o tiristor? Uma vez que ele está ligado e conduzindo corrente, só pode ser desligado **removendo a tensão de alimentação** e, portanto, removendo a corrente de anodo ou a **reduzindo por meios externos** (a abertura de uma chave, por exemplo) abaixo de um valor mínimo comumente chamado de **"corrente de manutenção"**,  $I_H$ . Outro parâmetro muito importante do tiristor é a **corrente mínima de disparo**  $I_{GT}$ . Ela é a corrente mínima de anodo requerida para manter o SCR ligado imediatamente após

ocorrer a passagem do estado desligado para o ligado e ser removida a corrente na porta.



## Assimile

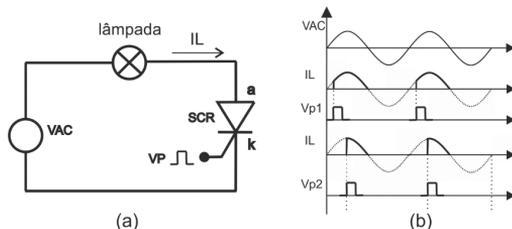
Dispositivos SCR típicos possuem corrente de manutenção ( $I_H$ ) e de disparo ( $I_{GT}$ ) entre 0,1 a 50 mA. O valor dessas correntes é sensível à temperatura, de modo que estas aumentam quando a temperatura diminui. Por exemplo, o  $I_{GT}$  do tiristor TN1205J é inferior a 5 mA à temperatura de 25 °C. Quando a temperatura atinge 0 °C, o  $I_{GT}$  atinge o valor de 6,8 mA, sendo necessária uma corrente maior para manter o dispositivo ligado.

Uma vez que o tiristor tem a capacidade de desligar sempre que a corrente do ânodo é reduzida abaixo do valor de corrente de manutenção, é seguem-se que, quando usado em uma **fonte de alimentação senoidal**, o SCR se desligará automaticamente em algum valor a cada meio ciclo, e permanecerá **desligado** até a aplicação do próximo impulso na porta. Este efeito é conhecido como **comutação natural** e é uma característica muito importante do SCR.

Então, podemos ver que um tiristor bloqueia a corrente CA em seu estado desligado e pode ser ativado e feito para atuar como um **diodo de retificação normal** pela aplicação de uma corrente positiva no terminal de porta.

Assim, aplicando um sinal na porta no momento apropriado durante a **metade positiva de uma forma de onda CA**, o tiristor é acionado até a conclusão do meio ciclo positivo. Logo, o controle de fase (como é chamado) pode ser usado para acionar o tiristor em qualquer ponto ao longo da metade positiva da forma de onda CA. Um dos muitos usos de um SCR está no controle de potência dos sistemas de CA, mostrado na Figura 1.24.

Figura 1.24 | Operação do tiristor como retificador (a) diagrama do circuito; (b) forma de onda



Fonte: adaptada de Radio Eletronics (2016).

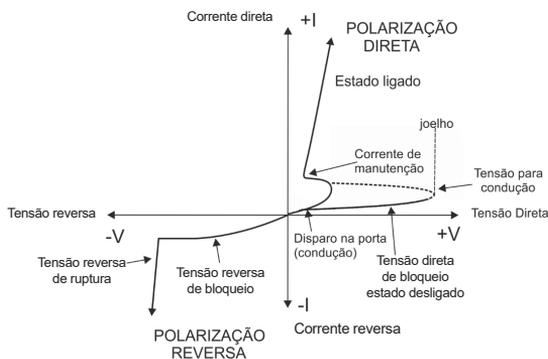
Observe na Figura 1.24 (b) que no início de cada meio ciclo positivo, o **SCR está desligado**. Sob a aplicação do pulso na porta, o SCR inicia a condução e permanece ligado durante o ciclo positivo. Se o tiristor for disparado no início do meio ciclo, a carga (lâmpada) estará ligada para o ciclo positivo da onda senoidal. À medida que a aplicação do **impulso do gatilho na porta se desloca** ao longo do meio ciclo, a lâmpada é alimentada por menos tempo e a tensão média fornecida para ela terá proporcionalmente **menos brilho**.

Até agora, vimos que o tiristor SCR é essencialmente um **dispositivo de meia onda** que conduz apenas a **metade positiva do ciclo** quando o **anodo é positivo**. Além disso, ele **bloqueia o fluxo de corrente como um diodo quando o anodo é negativo**, independentemente do sinal na porta. Isso faz com que esse dispositivo de estado sólido seja útil para **controlar motores de corrente alternada, lâmpadas e aquecedores**.

Mas há tipos de tiristores que podem ser conduzidos em ambos os sentidos, formando os dispositivos de onda completa, ou podem ser desligados pelo sinal da porta. Eles incluem **tiristor comutável pela porta (GTO), tiristor de Indução estática (SITH), tiristor controlado por MOS (MCT), interruptor controlado de silício (SCS), triodo para corrente alternada (TRIAC) e tiristores ativados por luz (LASCR)** para citar alguns. Todos esses dispositivos estão disponíveis em uma variedade de classificações de tensão e corrente, tornando-os atraentes para uso em aplicações com níveis de potência muito elevados.

A Figura 1.25 mostra a **curva característica** da corrente de tensão de operação I-V para a operação de um retificador controlado por silício (SCR).

Figura 1.25 | Curva característica do tiristor SCR



Fonte: adaptado de All about Circuits (2015).

Alguns parâmetros mostrados na **curva característica do tiristor SCR** estão presentes nos outros tiristores, de modo que esses são usados na classificação desses dispositivos. A Tabela 1.2 tem a descrição de um conjunto de parâmetros relacionados aos tiristores, sendo alguns mais relevantes na escolha do dispositivo mais adequado a uma aplicação específica.



**Pesquise mais**

Os parâmetros fundamentais para selecionar um tiristor são: a **taxa de corrente (di/dt)** – principalmente ligada à temperatura de operação; a **taxa de tensão (dv/dt)** – de acordo com a carga a se controlar e principais tensões; a **corrente de disparo**  $I_{GT}$  – depende da capacidade de corrente na saída do circuito e do nível de imunidade dv/dt desejado.

A escolha de um tiristor não depende somente da tensão e corrente nominal ou da sensibilidade. Outros parâmetros devem ser levados em consideração. Um desses parâmetros é a **corrente de manutenção** ( $I_H$ ) que desempenha funções importantes, como o aumento da margem de disparo do circuito. O valor deste parâmetro varia com: **dispersão das características de fabricação, temperatura, circuito de controle e direção do fluxo de corrente.**

Um tiristor com corrente de manutenção elevada é requerido em algumas aplicações tal que este pode ser desligado facilmente sem a necessidade de uma redução brusca na corrente de anodo. Em outras aplicações, em que a corrente de carga é normal, é desejável ter uma corrente de manutenção baixa que garanta a operação do tiristor com cargas menores.

Tabela 1.2 | Parâmetros dos tiristores

Parâmetro	Sigla	Significado
Corrente de disparo	$I_{GT}$	Mínima corrente de anodo requerida para chavear o tiristor do estado desligado para o estado ligado.
Corrente de manutenção	$I_H$	Mínima corrente de anodo requerida para manter o tiristor em estado ligado ou é a mínima corrente abaixo da qual o dispositivo passará do estado ligado para o estado desligado.
Tensão reversa de pico	$V_{RRM}$	Máxima tensão que pode ser aplicada através do tiristor em condição de polarização reversa.

Tensão inversa de pico	$V_{DRM}$	Máxima tensão que o dispositivo pode seguramente suportar em seu estado desligado.
Tensão no estado ligado	$V_T$	Tensão que aparece em torno do dispositivo durante o estado ligado.
Tensão de disparo	$V_{GT}$	Tensão de porta mínima necessária para produzir a corrente de gatilho da porta.
Taxa de tensão	$V_{AK} (dv/dt)$	Máxima taxa de tensão em torno do dispositivo sem ter o disparo.
Taxa de corrente	$I_{AK} (di/dt)$	Máximo aumento de corrente que um tiristor pode suportar sem efeito deletério.
Tempo de desligamento com comutação do circuito	$t_q$	Intervalo de tempo entre o instante em que a corrente diminuiu para zero e o instante em que o tiristor é capaz de suportar uma tensão especificada sem ligar.
Tempo de ligamento de porta controlada	$t_{gt}$	Intervalo de tempo entre o aumento de 10% do impulso da porta e o aumento de 90% do pulso de corrente do tiristor do estado desligado para o estado ligado.
Dissipação de potência média na porta	$P_G$	Potência média que pode ser dissipada entre a porta e o terminal do cátodo durante um ciclo completo.
Dissipação de potência máxima na porta	$P_{GM}$	Potência máxima que pode ser dissipada entre a porta e o terminal do cátodo por um período de tempo especificado.

Fonte: adaptado de Littelfuse (2017).



## Exemplificando

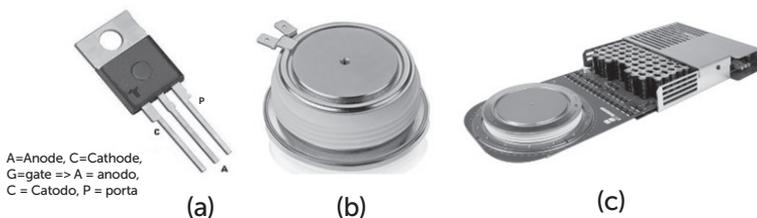
Para entender a importância do efeito da temperatura na corrente de manutenção, veja o exemplo do controle de um pequeno motor de alta impedância por **tiristor SCR**. No momento de seleção do dispositivo, um especialista escolhe um com uma **corrente de manutenção ( $I_H$ )** que ele julga ser a mais adequada para tal operação. O motor é montado em equipamentos que estão dispostos a **céu aberto**. O equipamento funciona bem no **verão** operando com o desempenho esperado. Mas, no **inverno**, o equipamento apresenta falhas. O que aconteceu ?

Aqui temos um caso típico do efeito da queda de temperatura na operação do equipamento. Um dos componentes que sofre com o efeito da temperatura é o tiristor. A temperatura altera seus parâmetros, afetando diretamente a corrente de manutenção. **A corrente de manutenção aumenta com a redução da temperatura**, sendo necessário uma maior

corrente para que o tiristor permaneça ligado. Logo, **o circuito não fornece a corrente suficiente para continuar ligado** e o TRIAC deixa de operar, desconfigurando a operação do motor.

Até aqui estudamos as características do SCR, o tiristor de uso mais difundido. Como vimos, este é um dispositivo de três terminais, **normalmente desligado**, sendo acionado por uma **pequena corrente em seu terminal de porta**. Existe uma grande variedade de tiristores, cada um com características específicas. Eles possuem **de 2 a 4 terminais e são encapsulados com padrões diferentes**. Na Figura 1.26 tem-se (a) TRIAC encapsulado numa estrutura TO-220, (b) SCR em um pacote plano de plástico e (c) IGCT em uma placa de circuito impresso. O DIAC, por exemplo, é um tiristor de dois terminais que conduz quando a tensão em seus pinos excede a **tensão de ruptura do dispositivo**. Para um tiristor de três terminais, o caminho da corrente é controlado pelo terminal de porta e, quando uma tensão ou corrente é aplicada a este pino, o tiristor conduz corrente entre o anodo e o catodo.

Figura 1.26 | Tiristores com diferentes encapsulamentos: (a) TRIAC; (b) SCR; (c) IGCT



Fonte: adaptada de CH Tecnologia (2016).



Refleta

O estudo do tiristor SCR é a base para o aprendizado da operação dos outros tiristores. Aprendemos que os tiristores apresentam parâmetros de **corrente, tensão, potência e tempo de operação** que caracterizam cada dispositivo. Cada tiristor também possui um modo de operação específico, divergindo no número de terminais, estrutura física e

funções. Assim, você já se questionou o quão diferente são os outros tiristores do SCR, de modo que se justifique a escolha de um tiristor em detrimento a outro?

Retomando a flexão entre as diferenças dos tiristores, seguem duas comparações. A primeira é entre o **SCS** e o **SCR**. O SCS opera de forma semelhante ao SCR. Porém, o SCS pode ser **desligado aplicando um pulso positivo no terminal do anodo ou ligado aplicando um pulso negativo no anodo**, características não contempladas nos SCR. Essas particularidades tornam o SCS úteis em **contadores**, controle de **lâmpadas ou dimmer**, **circuitos lógicos** etc. A segunda comparação é entre o TRIAC e o SCR. Este também é semelhante ao SCR, mas conduz em **ambas as direções**. Isso significa que o TRIAC pode alternar as correntes **CA** e **CC**. Diferente do SCR, este permanece ligado apenas quando há corrente na porta, desligando-se quando esta corrente é removida. Na Tabela 1.3 são descritos alguns **tipos de tiristores** e as suas **características**.

Tabela 1.3 | Tipos de tiristores

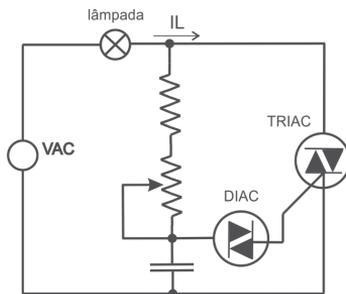
Sigla	Tipo	Característica
SCR	Controlado de silício	Possui três terminais. Controla o sinal CC ou meia onda de sinal CA (positivo ou negativo).
GTO	Desligado pela porta	Possui três terminais. Similar ao SCR, mas com opção de desligamento com o uso corrente negativa na porta.
ETO	Desligado pelo emissor	Possui quatro terminais. Combina vantagens do GTO e do MOSFET. Possui portas de ligamento e desligamento.
RCT	Condução reversa	Com três terminais. Possui um diodo reverso integrado.
TRIAC	Triodo bidirecional	Com três terminais, controla a onda completa do sinal CA de entrada. Opera com corrente inferior ao SCR.
DIAC	Diodo bidirecional	Possui dois terminais. Não possui terminal de controle e conduz corrente após a tensão de disparo ser atingida.
MTO	Desligado por MOS	Possui três terminais. Semelhante ao GTO, mas com terminal de porta isolado e controlado por tensão.

<b>BCT</b>	Bidirecional controlado por fase	Possui quatro terminais. São dois tiristores integrados em um único dispositivo.
<b>LASCR</b>	SCR ativado por luz	Possui três terminais. Similar ao SCR, mas ativados por luz ao invés de corrente na porta.
<b>IGCT</b>	Comutado por porta integrada	Possui três terminais. Similar ao GTO, mas opera em frequência maior.
<b>SCS</b>	Com chave de controle	Com quatro terminais. Similar ao SCR, mas com menor tempo de desligamento e limitado a potência menor.

Fonte: adaptado de Thyristor Classification (2012).

Os tiristores são usados principalmente para controlar **correntes alternadas**, onde a mudança de polaridade da corrente faz com que o dispositivo **desligue automaticamente**. Eles são utilizados em circuitos como *dimmer* (**regulador de luminosidade**), **controlador de velocidade do motor** etc. Tiristores apresentam velocidade de comutação rápida e eles podem desligar, **normalmente, em 1 $\mu$ s**.

Figura 1.27 | Aplicação de DIAC e TRIAC em um *dimmer* de luz CA



Fonte: adaptada de Circuits Today (2009).

Para exemplificar o uso do tiristor, na Figura 1.27 tem-se um *dimmer* formado por um **DIAC** e um **TRIAC** e alguns componentes passivos. O capacitor é carregado através dos resistores e, quando a tensão em uma extremidade do **DIAC** excede a tensão de ruptura, ele conduz e envia uma corrente para a porta do **TRIAC**, o suficiente para ativá-lo. Assim, a lâmpada acende. Depois que o capacitor é descarregado para uma tensão abaixo da tensão de ruptura do **DIAC**, o **DIAC**, **TRIAC** e a lâmpada **desligam**. Então o capacitor é carregado novamente e assim por diante. Assim, a lâmpada só é alimentada por uma fração de tempo durante a onda senoidal completa. Isso acontece muito

rapidamente e a lâmpada parece escurecida. O brilho é ajustado usando o **potenciômetro**.



**Pesquise mais**

Acesse o link abaixo e conheça o *datasheet* de um tiristor (SCR), um dispositivo amplamente utilizado. No *datasheet* avalie os parâmetros do SCR que foram descritos nessa seção, bem como suas curvas características.

Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/94388/vs-40tpsseries.pdf>>. Acesso em: 24 out. 2017.

## Sem medo de errar

Retornando ao contexto da nossa situação-problema, você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto de um sistema fotovoltaico**. Um dos problemas com a geração da energia elétrica por meio de painéis solares é a interrupção da captura de raios solares devido a presença de um obstáculo. Como os painéis solares são instalados nos telhados de casas e prédios, é comum que a presença de folhas, galhos e outros objetos atrapalhem a condução causando sombreamento total ou parcial do painel. Para resolver essa situação, considera-se criar um circuito capaz de **detectar a ausência de luz**. Esse deve emitir um sinal sonoro sempre que a luz cessar com a finalidade de avisar que houve a interrupção. Cabe ressaltar que painéis solares possuem diodos *by-pass* para proteção em caso de correntes reversas elevadas que ocorrem na interrupção da luz solar ou sombreamentos.

A Figura 1.28 ilustra a ideia do **alarme de feixe de luz**. Nele, o feixe de luz em **Tx** é direcionado para a unidade **Rx**, que (geralmente) é projetado para ativar um alarme externo ou mecanismo de segurança quando um animal ou objeto entrar no feixe e obstruir o contato ótico entre o Tx e Rx.

Figura 1.28 | Ideia do alarme de feixe de luz

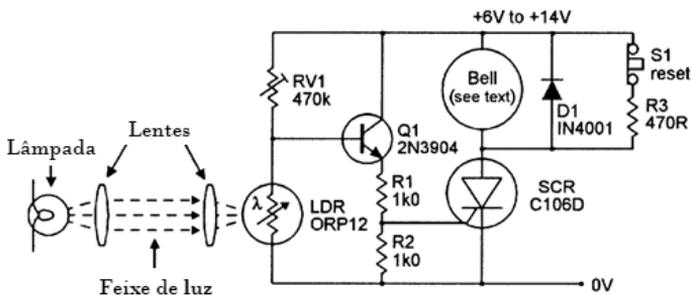


Fonte: adaptada de Nutsvolts (2015).

Como passo inicial você deve avaliar os dispositivos capazes de realizar essa tarefa. Estudamos na seção que a maioria dos tiristores possuem um terminal (**porta**) capaz de controlar a passagem de corrente (disparo) entre dois outros terminais (**anodo** e **catodo**). Dessa forma, o sistema, ao detectar a interrupção e, assim, a ausência de luz, gera um sinal de corrente na porta do tiristor. Em série com o tiristor tem-se um sistema sonoro que é habilitado no momento do disparo.

Um exemplo simples de um sistema com **lâmpada** e **LDR (resistor dependente de luz)**, que ativa um alarme se o feixe for interrompido, é apresentado na Figura 1.29. O feixe é gerado através de uma lâmpada elétrica comum e uma lente, e é focado na face de um LDR na unidade Rx remota, que funciona como um **alarme ativado por escuridão**.

Figura 1.29 | Sistema de detecção de interrupção de raios solares



Fonte: adaptada de Nutsvolts (2015).

Normalmente, o LDR está iluminado pela luz, de modo que ele **está com valor baixo de resistência** e, assim, tem-se pouca tensão no nó **RV1-LDR**, deixando o SCR e o alarme desligados. Quando a luz é obstruída, no entanto, a resistência do LDR torna-se alta e aparece

na junção RV1-LDR uma tensão suficiente para disparar o SCR, o que acende o alarme.

O tiristor **SCR C106D** considerado é usado em aplicações de bens de consumo de volume grande — que envolvam controle de **temperatura, luz e velocidade** — e sistemas de segurança em que a confiabilidade é importante. É um dispositivo com alta sensibilidade na porta, que **dispara com uma corrente típica de 15  $\mu\text{A}$**  para uma temperatura de **25°C**. No *datasheet* também é possível observar que ele suporta **corrente RMS máxima de 4 A**, em uma temperatura de **80°C**. A corrente reversa de pico máxima é de 0.2 A. A **corrente de manutenção típica**, que é aquela sob a qual o tiristor continua ativado, é de **0.19 mA**.

A solução proposta aqui não é única. É possível obter soluções considerando os outros tiristores estudados na seção. É interessante que no circuito considerado, além do tiristor, tem-se um **transistor 2N3904**, além de um **diodo IN4001**, dispositivos que já foram estudados nas seções anteriores. Como sugestão, você poderia avaliar a forma de onda na carga (sistema sonoro) em condições normais e em condições de operação quando a célula solar está bloqueada.

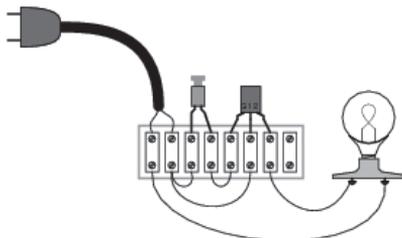
## Avançando na prática

### Avaliação do uso de um TRIAC no chaveamento de um sistema de iluminação

#### Descrição da situação-problema

Em um outro contexto, você foi investigar o problema em um sistema de acionamento de uma lâmpada construído com um TRIAC. Quando o botão para ligar o circuito é pressionado, nada acontece e a lâmpada não acende. As fiações elétricas da **fonte de alimentação, botoeira, tiristor e lâmpada** são ilustradas. Ao avaliar o circuito, quais seriam os potenciais problemas? O que há de errado com este circuito? Quais seriam as sugestões para correção da falha?

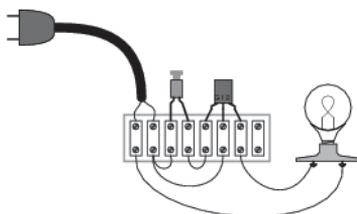
Figura 1.30 | Sistema de iluminação com acionamento de TRIAC – com mau funcionamento



Fonte: <<https://www.allaboutcircuits.com/worksheets/thyristor-application-circuits/>>. Acesso em 16 out. 2017.

## Resolução da situação-problema

Figura 1.31 | Sistema de iluminação com acionamento de TRIAC – funcionamento correto



Fonte: <<https://www.allaboutcircuits.com/worksheets/thyristor-application-circuits/>>. Acesso em 16 out. 2017.

Ao avaliar a fiação do circuito, você nota que os terminais de anodo e catodo do TRIAC precisam ser invertidos. Mesmo que o TRIAC seja um dispositivo bidirecional, deve-se considerar onde a tensão de disparo é aplicada (entre terminais de porta e anodo ou entre terminais de porta e catodo). Este aspecto geralmente é omitido em textos de dispositivos de tiristores, mas é importante para realizar a correta ligação do circuito.

## Faça valer a pena

**1.** Existe uma grande variedade de tiristores, cada um com características específicas. Eles possuem de dois a quatro terminais e são encapsulados com padrões diferentes. O DIAC, por exemplo, é um tiristor de dois terminais que conduz quando a tensão em seus pinos excede a tensão de ruptura do dispositivo. Para um tiristor de três terminais, o caminho da corrente é controlado pelo terminal de porta e quando uma tensão ou corrente é aplicada a este pino, o tiristor conduz.

Considerando os diversos tipos de tiristores, qual das opções descreve as características do retificador controlado de silício (SCR)?

- a) Possui três terminais. Controla o sinal CC ou meia onda de sinal CA (positivo ou negativo).
- b) Possui três terminais. Tem opção de desligamento com o uso corrente negativa na porta.
- c) Tem quatro terminais. Combina o GTO e o MOSFET. Possui portas de ligamento e desligamento.
- d) Com três terminais, controla a onda completa do sinal CA de entrada.
- e) Possui dois terminais. Conduz corrente após a tensão de disparo ser atingida.

**2.** A escolha de um tiristor não depende somente da tensão e corrente nominal ou da sensibilidade. Outros parâmetros deveriam ser levados em consideração. Um desses parâmetros é a corrente de manutenção (IH) que desempenha funções importantes em muitos circuitos. O valor deste parâmetro varia com: dispersão das características de fabricação, temperatura, circuito de controle e direção do fluxo de corrente.

Sabendo que a corrente de manutenção é um parâmetro importante do tiristor, qual das seguintes opções mais bem a descreve?

- a) Mínima corrente de anodo requerida para chavear o tiristor do estado desligado para o estado ligado.
- b) Mínima corrente de anodo requerida para manter o tiristor em estado ligado ou é a mínima corrente abaixo do qual o dispositivo passará do estado ligado para o estado desligado.
- c) Máximo aumento de corrente que um tiristor pode suportar sem efeito deletério.
- d) Máxima corrente de anodo requerida para manter o tiristor em estado ligado ou é a máxima corrente abaixo do qual o dispositivo passará do estado ligado para o estado desligado.
- e) Máxima corrente de anodo requerida para chavear o tiristor do estado desligado para o estado ligado.

**3.** Se o terminal anodo se tornar positivo em relação ao catodo e um tiristor SCR, as duas junções P-N externas tornam-se polarizadas diretamente. Assim, a aplicação de um pulso momentâneo na porta do tiristor é suficiente para que ele conduza e permanecerá permanentemente ligado, mesmo que o sinal seja removido.

Uma vez que o tiristor SCR (retificador controlado de silício) está ligado e conduzindo corrente, como ele pode ser desligado?

- a) Aumentando a tensão no terminal de porta do SCR.
- b) Reduzindo a tensão no terminal de porta do SCR.
- c) Removendo a tensão de alimentação do tiristor.
- d) Reduzindo a corrente no terminal de porta do SCR.
- e) Reduzindo a corrente do anodo a valor próximo da corrente de disparo.

# Referências

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Prentice-Hall, 2000. 479 p.
- ALL\_ABOUT\_CIRCUITS – **Power semiconductor devices**. Disponível em: <<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/a-review-on-power-semiconductor-devices/>>. Acesso em 24 out. 2017.
- ALL\_ABOUT\_CIRCUITS – **Thyristor application circuits – Semiconductor devices**. Disponível em: <<https://www.allaboutcircuits.com/worksheets/thyristor-application-circuits/>>. Acesso em: 24 out. 2017.
- BORDRY, FRÉDÉRIK, (2012a, p.22), **Power Converters, Definitions and classifications Converter Topologies**. Disponível em: <[https://www.google.com.br/url?sa=i&rcct=j&q=&esrc=s&source=images&cd=&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKewjs3cb72tnWAhWIEZAKHQLZCBwQjxwAw&url=https%3A%2F%2Ffindico.cern.ch%2Fevent%2F173359%2Fcontributions%2F275953%2Fattachments%2F218770%2F306403%2FFBordry\\_PC\\_CAS\\_Granada.pptx&sig=AOwVaw3\\_qR2P6ZChmm\\_ZSONioaQu&ust=1507300673736624](https://www.google.com.br/url?sa=i&rcct=j&q=&esrc=s&source=images&cd=&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKewjs3cb72tnWAhWIEZAKHQLZCBwQjxwAw&url=https%3A%2F%2Ffindico.cern.ch%2Fevent%2F173359%2Fcontributions%2F275953%2Fattachments%2F218770%2F306403%2FFBordry_PC_CAS_Granada.pptx&sig=AOwVaw3_qR2P6ZChmm_ZSONioaQu&ust=1507300673736624)>. Acesso em: 5 out. 2017.
- BRAINART – **Insulated Gate Bipolar Transistor and its characteristics** Disponível em: <[http://www.brainart.com/article/Insulated-Gate-Bipolar-Transistor-IGBT--and-its-Characteristics\\_12540/](http://www.brainart.com/article/Insulated-Gate-Bipolar-Transistor-IGBT--and-its-Characteristics_12540/)>. Acesso em: 16 out. 2017.
- CH\_TECHNOLOGY – **Specialist in power electronic componenets**. Disponível em: <<http://catalog.chtechnology.com/category/phase-control-thyristors>>. Acesso em: 24 out. 2017.
- CIRCUITS\_TODAY – **DIAC Applications**. Disponível em: <<http://www.circuitstoday.com/diac-applications>>. Acesso em: 24 out. 2017.
- CSANYIGROUP – **APC Galaxy 7000 UPS 500 kVA**. Disponível em: <<http://www.csanyigroup.com/apc-galaxy-7000-ups-250-500kva>>. Acesso em: 16 out. 2017.
- EETIMES – **IGBT**. Disponível em: <[http://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1273173](http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1273173)>. Acesso em: 16 out. 2017.
- ELECTRICAL4U\_1 – **Power electronic circuit and theory: an initial analysis**. Disponível em: <<https://www.electrical4u.com/images/september16/1479897663.png>>. Acesso em: 5 out. 2017.
- ELECTRICAL4U\_2 – **List of many Application of Power Electronics**. Disponível em: <<https://www.electrical4u.com/application-of-power-electronics>>. Acesso em: 5 out. 2017.
- ELECTRONICS\_TUTORIALS – **Thyristor tutorial**. Disponível em: <<http://www.electronics-tutorials.ws/power/thyristor.html>>. Acesso em: 24 out. 2017.
- ELECTRONICS\_TUTORIALS – **MOSFET APPLICATIONS**. Disponível em: <<http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/mosfet-amplifier.html>>. Acesso em: 16 out. 2017.
- FARNELL – **Power Diode and Fast Recovery (Maximum Ratings and Electrical Characteristics) Multicomp**. Disponível em: <<http://www.farnell.com/datasheets/1684933.pdf>>. Acesso em: 5 out. 2017.

- GETNER, Jon **The Idea Factory Bell Labs and the Great Afe of Innovation**. The Penguin Press, 2012.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: Bookman, 2012. xvi, 478 p. ISBN 9788580550450.
- HOMEMADE-CIRCUITS – **How to make solar inverter circuit**. Disponível em: <<https://www.homemade-circuits.com/2012/02/how-to-make-solar-inverter-circuit.html>>. Acesso em: 16 out. 2017.
- LEARNING ABOUT ELECTRONICS – **How to connect a transistor in a circuit**. Disponível em: <<http://www.learningaboutelectronics.com/Articles/How-to-connect-a-transistor-in-a-circuit-for-amplification>>. Acesso em: 16 out. 2017.
- LITTELFUSE – **Electrical parameters terminology**. Disponível em: <[http://www.littelfuse.com/~/media/electronics\\_technical/application\\_notes/switching\\_thyristor/littelfuse\\_electrical\\_parameter\\_terminology\\_application\\_note.pdf](http://www.littelfuse.com/~/media/electronics_technical/application_notes/switching_thyristor/littelfuse_electrical_parameter_terminology_application_note.pdf)>. Acesso em: 24 out. 2017
- MAHELA, PRAKASH e SHAIK, GAFOOR – **Comprehensive Overview of Grid Interfaced Solar Photovoltaic Systems** DOI: 10.1016/j.rser.2016.09.096 **Renewable and Sustainable Energy Reviews** 68 · Fevereiro 2017
- MBRF20100CTG – **Switch-mode Schottky Power Rectifier MBRF20100CTG**. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MBRF20100CT-D.PDF>>. Acesso em: 5 out. 2017.
- MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M; ROBBINS, William P. **Power electronics: converters, applications, and design**. 3rd ed. New York, NY: J. Wiley, c2003. xvii, 802 p. ISBN 9780471226932.
- NURTHY, ANANDA – **Semiconductor power switching devices**. em: <<https://pt.slideshare.net/rsamurti/lecture-semiconductorpowerswitchingdevices4/7>>. Acesso em: 16 out. 2017.
- NUTSVOLTS – **Bipolar transistor cookbook**. em: <[http://www.nutsvolts.com/magazine/article/bipolar\\_transistor\\_cookbook\\_part\\_1](http://www.nutsvolts.com/magazine/article/bipolar_transistor_cookbook_part_1)>. Acesso em: 16 out. 2017.
- NUTSVOLTS – **Security electronics systems and circuits – part4**. Disponível em: <<http://www.nutsvolts.com/magazine/article/security-electronics-systems-and-circuits-part-4>>. Acesso em: 24 out. 2017.
- POWER MOSFET WOW – **MOSFET**. Disponível em: <[http://www.wow.com/wiki/Power\\_MOSFET](http://www.wow.com/wiki/Power_MOSFET)>. Acesso em: 16 out. 2017.
- RADIO ELECTRONICS – **TBJ, structure and fabrication**. Disponível em: <<http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/bipolar-transistor-bjt/structure-fabrication.php>>. Acesso em: 16 out. 2017.
- RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron, c1999. xxvi, 828 p.

SKYSOLARS – **On-grid solar power systems** Disponível em: <[http://skysolars.com/2\\_on-grid-solar-power-systems-2/](http://skysolars.com/2_on-grid-solar-power-systems-2/)>. Acesso em: 5 out. 2017.

THYRISTOR\_CLASSIFICATION – **Thyristor classification**. Disponível em: <<http://ele-tech.com/html/what-is-a-triode-thyristor-silicon-controlled-rectifier-and-classification.html>>. Acesso em: 24 out. 2017.

WARD – **Transistor Museum Historic Transistor PhotoGallery Motorola 2N176**. Disponível em: <[http://semiconductormuseum.com/PhotoGallery/PhotoGallery\\_Motorola\\_2N176.htm](http://semiconductormuseum.com/PhotoGallery/PhotoGallery_Motorola_2N176.htm)>. Acesso em: 16 out. 2017.

# Circuitos de comando e retificação

## Convite ao estudo

O uso essencial de retificadores é para obter uma **tensão de corrente contínua (CC)** a partir de uma **tensão de corrente alternada (CA)** (**conversor CA para CC**). Computador, laptop e celular são alguns aparelhos eletrônicos que funcionam com tensão CC, de modo que os retificadores são essenciais no carregamento de suas baterias. Os retificadores podem operar em fase única (chamados de **monofásicos**) ou em três fases (os retificadores **trifásicos**). Ambos podem ser controlados ou não, sendo que o tipo de retificador selecionado depende da carga de saída, assim como da sua tensão de entrada.

Antes do desenvolvimento de retificadores, **diodos termiônicos de tubo a vácuo** eram usados, até que se tornaram obsoletos. Os retificadores de alta potência possuem **dispositivos semicondutores** de vários tipos. Para a retificação de corrente muito baixa a muito alta, **diodos** são amplamente utilizados. Dispositivos com terminal de controle também são usados onde é necessária mais do que uma simples retificação, necessitando-se de uma tensão de saída variável. Estes são **tiristores ou outros interruptores de estado sólido de comutação controlada**, que efetivamente funcionam como diodos para passar a corrente em apenas uma direção.

Para pôr em prática todo este conhecimento, você é o **responsável técnico** contratado por uma equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Você deverá ser capaz de usar o conhecimento da eletrônica de potência para resolver os desafios que serão apresentados ao longo das seções. Nesses desafios, você deve apresentar soluções para problemas práticos da eletrônica de potência, propondo e avaliando circuitos com retificadores monofásicos e trifásicos.

Diante dessas questões, como você aplicará o conhecimento teórico aprendido ao longo da disciplina em projetos práticos de retificadores de potência? Como a teoria permitirá a você encontrar uma solução para uma retificação simples, barata e robusta? Essas são algumas questões que um técnico faz quando inicia um novo projeto.

Caro aluno, nesta unidade, você irá estudar os retificadores monofásicos e trifásicos, suas aplicações, tipos, estruturas (topologias) e modos de operação. Por último, serão estudados detalhes dos projetos dos retificadores. Desejamos a você bons estudos e esperamos que esteja animado para conhecer a eletrônica de potência.

# Seção 2.1

## Conversores CA-CC: retificadores monofásicos

### Diálogo aberto

Nas últimas décadas, a tecnologia de conversão de potência progrediu de forma impressionante. Vários conversores foram desenvolvidos e aprimorados com a função de transformar com eficiência a tensão ou corrente nos sistemas eletrônicos. Nesta seção, você estudará os retificadores: circuitos que convertem sinais de corrente alternada (CA) em sinais de corrente contínua (CC). Estes são constituídos em sua maioria por dispositivos semicondutores, como diodos e tiristores. O entendimento sólido da operação dos retificadores é essencial, dado o fato de eles estarem presentes nos carregadores de bateria que alimentam os celulares e laptops.

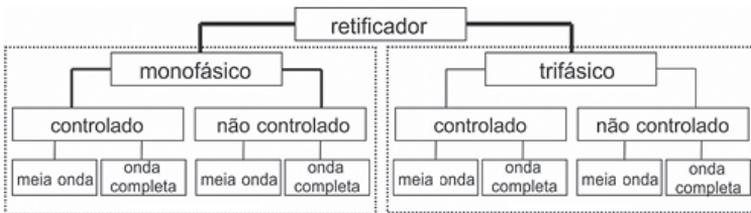
Retornando o nosso contexto, você é o responsável técnico contratado para compor uma equipe de projetos de eletrônica de potência. Atualmente, a equipe está trabalhando em um projeto de geração de energia fotovoltaica. Sua missão é avaliar qual o tipo de retificador monofásico é o mais adequado em um sistema de energia híbrido solar. Um sistema híbrido solar é aquele que combina a potência solar do sistema fotovoltaico com outras fontes de geração de energia. A função do retificador é fornecer uma tensão contínua adicional, como alternativa às interrupções na geração do sistema fotovoltaico. A energia é interrompida em situações de sombreamento, em que há redução da geração em sistemas e durante a noite.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, vamos discutir nesta seção a importância dos retificadores monofásicos e conhecer brevemente como esses dispositivos operam. Obter uma compreensão sólida do funcionamento dos retificadores tornará mais fácil e prazerosa a continuação do curso. Assim, convidamos você, aluno, a se dedicar, estudando prontamente os conteúdos desta seção. Esperamos que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho.

## Não pode faltar

Um retificador é um dispositivo elétrico que converte **corrente alternada** (CA) em **corrente contínua** (CC). Nesta seção, abordaremos os **retificadores monofásicos**, que podem ser **controlados** ou **não controlados**. Os retificadores controlados possuem em sua estrutura dispositivos controláveis, tal como o **tiristor**. Já os não controlados possuem diodos em sua estrutura. O sinal de entrada pode ser retificado completamente no **ciclo positivo e negativo do sinal CA** por um retificador de onda completa ou ainda parcialmente, em apenas um dos ciclos, por um retificador de meia onda. A Figura 2.1 resume as classificações dos retificadores. Veremos também nesta seção os retificadores monofásicos e, na Seção 2, os trifásicos.

Figura 2.1 | Retificador monofásico de meia onda com carga resistiva

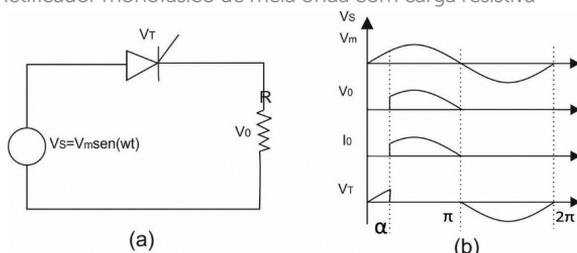


Fonte: elaborada pelo autor.

Os **retificadores não controlados monofásicos** são amplamente utilizados na conversão de potência. Na maioria dos casos, eles são usados para fornecer uma fonte de tensão CC não regulada intermediária, que é processada posteriormente para obter uma saída de CC ou CA regulada. Em geral, eles são estágios de potência **eficientes** e **robustos**. No entanto, sofrem algumas desvantagens. A principal é a **incapacidade de controlar a magnitude de tensão/corrente** de saída CC quando os parâmetros de tensão e carga da entrada permanecem fixos. Eles também são unidirecionais, no sentido de que permitem que a energia elétrica flua somente do lado da corrente alternada para o lado de sinal contínuo. Essas duas desvantagens dos retificadores não controlados são consequências diretas do uso de **diodos de potência** que podem bloquear a tensão apenas em uma direção. Essas duas desvantagens são superadas se os diodos forem substituídos por tiristores. Os conversores resultantes são formados por **retificadores**

**controlados.** Os **tiristores** podem ser ativados aplicando um **pulso de corrente no seu terminal da porta**. No entanto, eles não podem ser desligados pelo terminal da porta. Portanto, o **conversor controlado** continua exibindo formas de onda de tensão/corrente de saída dependentes da carga, como no caso do não controlado. Entretanto, uma vez que o tiristor pode bloquear a tensão direta, a magnitude da tensão/corrente de saída pode ser controlada, ajustando o tempo de **disparo dos tiristores**. O princípio de funcionamento dos conversores controlados monofásicos de tiristores será explicado nos casos de um único circuito retificador com **carga R e RL**.

Figura 2.2 | Retificador monofásico de meia onda com carga resistiva



Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq, p. 150, 2000a)

A Figura 2.2 (a) mostra o diagrama de um retificador monofásico controlado de meia onda com uma **carga puramente resistiva**. Uma fonte de tensão alternada  $V_S$  com tensão de pico  $V_m$  é a entrada para o **tiristor SCR**, que opera em polarização direta em meio ciclo positivo. A operação é iniciada a partir do ângulo  $\alpha$ , em que o tiristor **T1 conduz e a tensão é aplicada na carga R**. Durante o período  $0 < \omega t \leq \alpha$ , o tiristor bloqueia a tensão de entrada ( $V_S$ ) e a tensão de carga ( $V_0$ ) permanece zero como mostrado na Figura 2.2 (b). Consequentemente, nenhuma corrente de carga ( $I_0$ ) flui durante este intervalo. Assim que um pulso é aplicado na porta do tiristor em  $\omega t = \alpha$ , **ele liga**. A tensão através do tiristor ( $V_T$ ) cai para quase zero e a tensão de alimentação total aparece em toda a carga. A partir deste ponto, a tensão de carga segue a tensão de alimentação. A carga sendo puramente resistiva à corrente de carga  $I_0$ , é proporcional à tensão de carga  $V_0$ , resultando em:

$$I_0 = \frac{V_0}{R} \quad (2.1)$$

Em  $\omega t = \pi$ , à medida em que a tensão de alimentação fica **negativa**, a **tensão na carga** e, portanto, a corrente na carga torna-se zero e

tenta inverter a direção. No processo, o tiristor bloqueia a tensão de alimentação negativa. Portanto, a tensão na carga e a **corrente na carga permanecem em zero** até o tiristor ser disparado novamente em  $\omega t = 2\pi + \alpha$ . O processo se repete a cada período. A **tensão média na carga** é dada por

$$V_o(\text{med}) = \frac{V_m}{\pi\sqrt{2}}(1 + \cos\alpha) \tag{2.2}$$

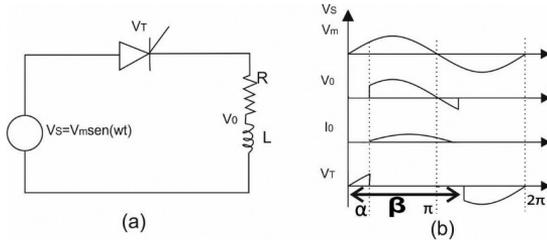
A **transferência de potência** para carga é dada por:

$$P_o(\text{med}) = \frac{V_o^2(\text{med})}{R} \tag{2.3}$$

Assim, a potência e a tensão podem ser controladas pelo **ângulo de disparo**.

A Figura 2.3 (a) e (b) mostra o diagrama de circuito e as formas de onda do retificador monofásico controlado que opera com **carga resistiva indutiva (RL)**.

Figura 2.3 | Retificador monofásico de meia onda com carga resistiva e indutiva



Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq , p. 155, 2000a)

Como no caso de uma carga resistiva, o tiristor inicia a condução quando um pulso é aplicado em  $\omega t = \alpha$ . À medida que o tiristor conduz em  $\omega t = \alpha$ , a tensão de entrada aparece na carga e a corrente de carga começa a aumentar. No entanto, ao contrário de uma carga resistiva, **a corrente na carga não se torna zero em  $\omega t = \pi$** . Em vez disso, continua a fluir através do tiristor e a tensão de alimentação negativa aparece na carga, forçando a diminuição da corrente na carga. Finalmente, em  $\omega t = \beta$  ( $\beta > \pi$ ), o tiristor começa a bloquear a tensão de alimentação e a tensão na carga permanece zero até o tiristor ser ativado novamente no próximo ciclo. O ângulo  $\beta$  é aquele em que a corrente na carga torna-se zero. Importante notar que o valor de  $\beta$  depende dos parâmetros de carga, de modo que quanto maior o valor da indutância, maior é o

valor de  $\beta$ . Portanto, ao contrário da carga resistiva, a tensão de saída média e a potência na carga dependem dos parâmetros de carga. A **tensão média na carga** é dada por:

$$V_0(\text{med}) = \frac{V_m}{\sqrt{2\pi}} (\cos \alpha - \cos \beta) \quad (2.4)$$

A **transferência de potência** para carga é dada por:

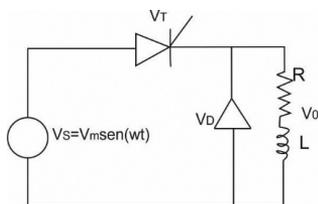
$$P_0(\text{med}) = \frac{V_0^2(\text{med})}{Z_L + R}$$



### Assimile

Um retificador permite que a tensão de saída assuma valores negativos e positivos em um mesmo ciclo de operação, quando operando com uma carga indutiva. Observamos na Figura 2.3 (b) que a tensão de saída ( $V_0$ ) possui valor negativo no intervalo de  $\pi$  a  $\beta$ . O valor negativo é indesejável em muitas aplicações e gera uma maior ondulação no sinal de saída. Para evitar essa ondulação, pode-se inserir um diodo de retorno, paralelo com a carga, como na Figura 2.4. Desse modo, a tensão negativa está sobre o diodo, e não mais na carga.

Figura 2.4 | Retificador monofásico de meia onda com diodo de retorno



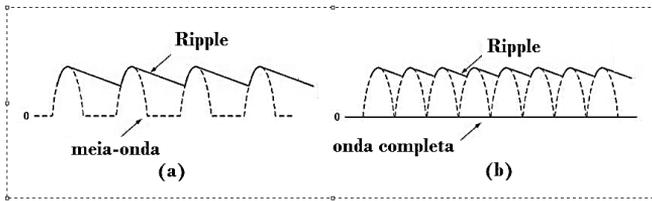
Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq, p. 157, 2000a)

As estruturas dos retificadores monofásicos descritas são simples e de baixo custo. Como desvantagens, eles operam apenas parte do sinal de entrada e apresentam ondulações (*ripple*) na sua saída, que são componentes CA somadas à tensão CC na carga. Para superar essa limitação, existem os **retificadores de onda completa**, que apresentam o dobro de eficiência e menor tensão de (*ripple*).



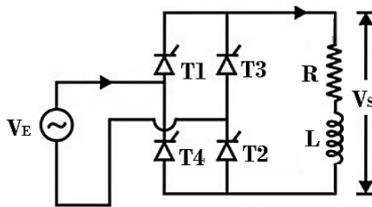
O *ripple* é um dos principais problemas nos sinais de saída dos conversores. Eles são observados na conversão CA para CC e podem reduzir a eficiência do circuito. No entanto, eles são eliminados/reduzidos consideravelmente com o uso de filtros capacitivos. A Figura 2.5 mostra que a amplitude do *ripple* num sinal de meia onda é maior do que o de onda completa, o que justifica o uso de filtros maiores nos conversores de meia onda.

Figura 2.5 | Tensão de *ripple* em um retificador de meia onda e onda completa



Fonte: adaptada de (RADIO, ELECTRONICS, 2017a)

Figura 2.6 | Retificador monofásico controlado de onda completa com carga RL.



Fonte: adaptada de (RADIO ELECTRONICS, 2016)

A Figura 2.6 mostra o diagrama de circuito de um **conversor monofásico controlado de onda completa**. Em sua estrutura, são quatro tiristores (T1, T2, T3 e T4) em ponte, com os **tiristores T1 e T2 disparados juntos**, enquanto **T3 e T4 são disparados 180°** após T1 e T2.

Nota-se que sempre que T1 e T2 conduzem, a tensão  $V_E$  em T3 e T4 torna-se negativa. Portanto, T3 e T4 podem ser disparados somente quando a tensão de entrada  $V_E$  é negativa, isto é, sobre o meio ciclo negativo da tensão de entrada. Da mesma forma, T1 e T2 podem ser disparados somente ao longo do **meio ciclo positivo da tensão de**

**entrada.** A operação deste retificador é resumida em quatro modos, mostrados na Tabela 2.1.



Pesquise mais

É possível que, em determinado momento, **nenhum dos tiristores conduza**. Essa situação ocorre quando a **corrente na carga se torna zero** entre os disparos de **T1/T2** e **T3/T4**. Uma vez que a corrente na carga se torna zero, todos os tiristores permanecem desligados. Nesta etapa, a corrente na carga permanece zero e o conversor opera em condução descontínua. Da mesma forma, se a corrente na carga for sempre maior do que zero, então o conversor funciona no modo de condução contínua.

Tabela 2.1 | Retificador monofásico controlado de onda completa com carga RL

Modo	Significado
$\alpha$ até $\pi$	No ciclo <b>positivo</b> do sinal CA de entrada, <b>T1</b> e <b>T2</b> são <b>ativados</b> no ângulo $\alpha$ . A <b>tensão na carga é positiva</b> e igual à tensão na entrada. A <b>corrente na carga é positiva</b> , constante e sem ondulação ( <i>ripple</i> ). A <b>indutância da carga armazena energia</b> .
$\pi$ até $\pi + \alpha$	Em $\pi$ a <b>tensão na entrada é zero</b> e após, torna-se negativa. Devido à tensão induzida pelo indutor, a carga atua como fonte. Assim <b>T1</b> e <b>T2</b> estão <b>ativados</b> , mesmo com tensão negativa na entrada. A <b>tensão de carga é negativa</b> e igual à tensão CA na entrada. A <b>corrente de carga é positiva</b> .
$\pi + \alpha$ até $2\pi$	Em $\omega t = \pi + \alpha$ <b>T3/T4</b> são ativados e T1/T2 estão desativados. Assim, o processo de condução é transferido de T1, T2 para T3, T4. A <b>tensão de carga torna-se positiva</b> e a energia é armazenada no indutor. De $\pi + \alpha$ a $2\pi$ <b>T3</b> e <b>T4</b> <b>conduzem no ciclo negativo</b> .
$2\pi$ até $2\pi + \alpha$	Em $\omega t = 2\pi$ , a tensão na entrada passa por <b>zero</b> . Tensão do indutor atua novamente como fonte e mantém T3 e T4 ativados. <b>Tensão na carga é negativa</b> e igual à tensão de entrada CA. Corrente na <b>carga continua positiva</b> . Em $\omega t = \alpha$ ou $2\pi + \alpha$ , <b>T3</b> e <b>T4</b> são comutados e <b>T1, T2</b> são ativados.

Fonte: adaptada de (RADIO, ELECTRONICS, 2017a)



Refleta

A estrutura dos retificadores de onda completa podem ser tipo **ponte** ou com **transformador de derivação central**. Ambos têm suas próprias vantagens em termos de eficiência. Mas o retificador em ponte abordado na seção é amplamente o mais utilizado, porque o tipo ponte é formado

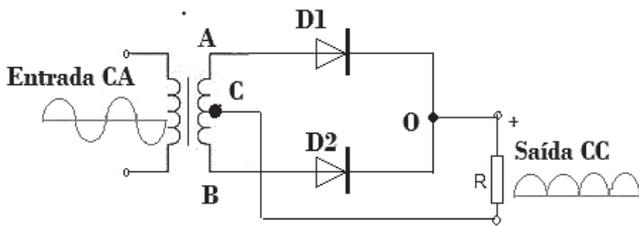
por **tiristores**, que são mais econômicos do que os **transformadores**. Os carregadores do celular e o do laptop possuem retificador em ponte para converter um sinal CA na fonte de alimentação em um sinal CC. A tensão CC é usada no carregamento das baterias que estão dentro da maioria dos dispositivos portáteis. Há muitas aplicações para os retificadores de onda completa. Você já refletiu sobre quais são os dispositivos eletrônicos usados no seu dia a dia que necessitam de conversão de sinal CA para CC?

O retificador controlado é formado por dispositivos controlados, como os tiristores. Quando estes são substituídos por **diodos**, o retificador é chamado de **não controlado**. Então, as mesmas estruturas e análises podem ser consideradas para o retificador não controlado. A análise torna-se mais simples dado que o diodo conduz apenas no ciclo positivo e não conduz no negativo. Assim, existem retificadores monofásicos não controlados de meia onda e de onda completa, que podem estar configurados em ponte ou em transformador com derivação central.



## Exemplificando

Figura 2.7 | Retificador de onda completa usando transformador com derivação central



Fonte: adaptada de (RADIO, ELECTRONICS, 2017a)

O circuito retificador de onda completa na Figura 2.7 consiste em dois diodos conectados a uma carga resistiva (R), com cada diodo fornecendo corrente à carga. Quando o ponto A do transformador é positivo em relação ao ponto O, o diodo D1 conduz resultando numa tensão na carga. Quando o ponto B é positivo em relação ao ponto O, o diodo D2 passa a conduzir fornecendo tensão à carga. A tensão na resistência R é a soma das duas formas de onda combinadas.

O cálculo da tensão média CC ( $V_{CC}$ ) na saída do retificador é dada por:

$$V_{CC} = \frac{2V_{\max}}{\pi}$$

Em que  $V_{\max}$  é a tensão de pico no secundário do transformador. Para  $V_{\max}$  de 5V, tem-se:

$$V_{CC} = \frac{2V_{\max}}{\pi} = \frac{2 \times 5V}{3,14} = \frac{10V}{3,14} = 3,18V$$

A corrente média CC ( $I_{CC}$ ) na saída do retificador é dada por:

$$I_{CC} = \frac{2I_{\max}}{\pi}$$

Em que  $I_{\max}$  é a corrente de pico no secundário do transformador. Para  $I_{\max}$  de 100 mA, temos:

$$I_{CC} = \frac{2I_{\max}}{\pi} = \frac{2 \times 100mA}{3,14} = 63,69mA$$

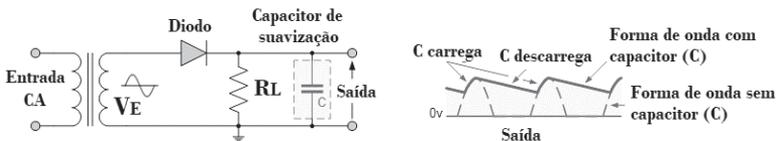
A potência média CC ( $P_{CC}$ ) na saída do secundário é dada por:

$$P_{CC} = V_{CC}I_{CC}$$

$$P_{CC} = V_{CC}I_{CC} = 3,18V * 63,69mA = 0,202W$$

Ao retificar uma tensão alternada, desejamos produzir uma tensão ou corrente contínua. Em aplicações que requerem precisão, a tensão fornecida deve ser livre de *ripple*. Uma maneira de se fazer isso é conectando um **capacitor** de grande valor através dos terminais de tensão de saída em paralelo com a carga resistiva, como mostrado na Figura 2.8. Este tipo de capacitor é conhecido comumente como capacitor de suavização.

Figura 2.8 | Circuito de um retificador com carga resistiva e um capacitor de suavização



Fonte: adaptada de (RADIO, ELECTRONICS, 2017a)



## Pesquise mais

Um dos conversores CA-CC mais populares é **KBU4A**. Ele é um retificador monofásico de onda completa em ponte. É usado em monitores, televisões, impressoras e equipamentos de áudio. Para saber um pouco mais sobre este conversor, consulte o *datasheet* com suas características elétricas e térmicas no link disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/88656/kbu4.pdf>>. Acesso em: 13 nov. 2017.

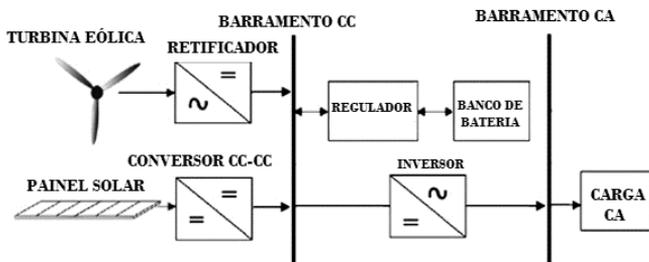
## Sem medo de errar

Você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto de um sistema híbrido solar**. Um dos problemas com a geração da energia elétrica por meio de painéis solares é a interrupção da captura de raios solares, que ocorre devido à presença de um obstáculo ou a escuridão da noite. Dessa forma, o desenvolvimento de um sistema híbrido é uma solução.

Um sistema solar híbrido é um sistema que combina **energia solar** usando um **sistema fotovoltaico com outra fonte de energia**. Sistemas híbridos solares incluem o **eólico-solar**.

A Figura 2.9 ilustra os dispositivos de um sistema híbrido eólico-solar, em que existe um **retificador monofásico**. Nesse projeto, o supervisor técnico deve avaliar o tipo de retificador monofásico mais adequado, podendo ser **controlado ou não controlado**, de **meia onda ou de onda completa em ponte** ou com **transformador de derivação central**. Cabe a você, como supervisor técnico, definir qual é o retificador mais apropriado para o projeto, sabendo que a fonte de energia eólica (FEE) gera tensão alternada com pico ( $V_p$ ) de 10 V. Além disso, o regulador CC opera com uma tensão CC na faixa de de 4,8 a 5,2 V com baixa tensão/corrente de *ripple*.

Figura 2.9 | Sistema híbrido solar com célula fotovoltaica e turbina eólica



Fonte: adaptada de (RADIO, ELECTRONICS, 2017a)

Para analisar o retificador, vamos avaliar primeiro a eficiência. A eficiência de um retificador é dada pela razão da potência de saída CC e a potência de entrada fornecida ao circuito. A eficiência dos **retificadores de meia onda** é metade da eficiência dos **retificadores de onda completa**. Além disso, eles requerem maior capacitor de suavização para filtrar os componentes CA que afetam o sinal CC de saída. Assim, os retificadores monofásicos de meia onda não são a melhor opção para essa aplicação.

Com relação aos **retificadores monofásicos de onda completa**, o tipo com transformador também não é a melhor opção por conta do **maior custo em relação ao retificador em ponte**, além da dificuldade do alinhamento da bobina. O retificador em ponte é a melhor opção por possuir uma estrutura simples e de baixo custo, já que possui **quatro diodos** (não controlável) ou **quatro tiristores** (controlável).

O retificador monofásico de onda completa em ponte é o mais adequado, sendo que este pode ser controlado ou não controlado. A tensão de saída média do não controlado ( $V_{dc}$ ) é

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2(V_p - 2 \cdot V_d)}{\pi} = 0,636(10 - 2 \cdot 0,7) = 5,46V$$

Em que  $V_d$  corresponde à queda de tensão de 0,7 V em cada diodo e  $V_p$  é a tensão de pico de 10 V do retificador. Isso resulta em uma tensão de saída média de 5,46 V, **acima da faixa de operação do regulador**.

A tensão de saída do retificador controlado é função do **ângulo de disparo**, de modo que esta tensão pode ser ajustada para a faixa de entrada do regulador. Assim, ela fornece a tensão apropriada. Considerando a queda de tensão dos tiristores ( $V_t$ ) de 0,7 V, podemos

obter o ângulo de disparo que gera 5 V de tensão média na carga. A tensão média do retificador ( $V_{dc}$ ) é dada por:

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha$$

Considerando-se que  $V_{dc} = 5V$ , tem-se que:

$$\cos \alpha = \frac{\pi V_{dc}}{2(V_p - 2 * V_t)} = \frac{\pi(5)}{2(10 - 2 * 0,7)} = 0,913$$

Assim, o ângulo  $\alpha$  é dado por:

$$\alpha = 24,2^\circ$$

Portanto, a melhor opção é o **retificador monofásico controlado de onda completa, com ângulo de disparo dos tiristores de 24,2°**. Essa escolha é baseada principalmente no fato de o retificador de onda completa possuir o **dobro de eficiência** em relação aos retificadores de meia onda. Além disso, como o regulador usa a tensão contínua de saída do retificador, e esta deve estar na faixa de 4,8 a 5,2 V. Um retificador não controlado não atende esse requisito.

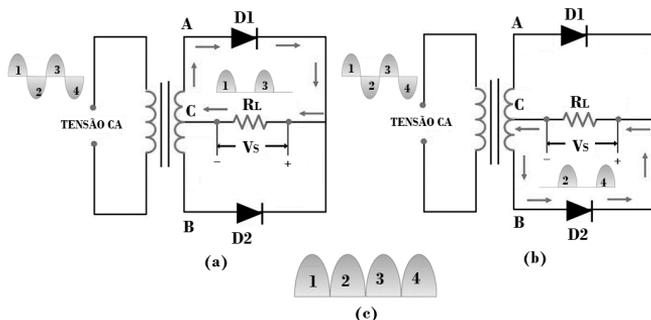
## Avançando na prática

### Avaliação do retificador monofásico com transformador de derivação central

#### Descrição da situação-problema

O supervisor técnico de projetos eletrônicos avaliou um problema com a tensão de saída em um **retificador monofásico com transformador com derivação central**. A forma de onda da tensão da saída no ciclo positivo do sinal de entrada não é simétrica com a tensão de saída no ciclo negativo. Esse problema gera uma tensão média inferior à esperada. Quais seriam os possíveis dispositivos que poderiam causar esse problema? Como você pode analisar a forma de onda na saída de cada diodo e poderiam causar esse ao mau funcionamento dos dispositivos?

Figura 2.10 | Retificador monofásico com transformador com derivação central



Fonte: adaptada de Circuit Globe (2017)

### Resolução da situação-problema

A Figura 2.10 (a) mostra que nos momentos em que a tensão alternada na entrada está na parte positiva, apenas o diodo D1 conduz a corrente (polarizado diretamente). A corrente passa pela carga RL e retorna pelo ponto C do secundário do transformador. A Figura 2.10 (b) mostra que no próximo instante, em que a tensão de entrada torna-se negativa, o diodo D2 conduz (polarizado diretamente) e o diodo D1 deixa de conduzir. As setas na figura indicam que a corrente passa pela carga RL e retorna pelo ponto C do secundário do transformador. Assim, na saída do circuito, sobre a carga RL, surge a tensão de saída retificada mostrada na Figura 2.10 (c). O valor médio da tensão ( $V_{med}$ ) é dada em função da tensão de pico ( $V_m$ ) fornecida no secundário do transformador:

$$V_{med} = \frac{2V_m}{\pi} \simeq 0,63V_m$$

A redução de tensão média geralmente ocorre devido a problemas nos diodos ou no transformador. Os diodos D1 e D2 devem ser do mesmo tipo. Mesmo diodos com mesma numeração podem apresentar diferentes tensões de limite (*threshold*), o que pode provocar quedas diferentes de tensão no diodo e, assim, gerar tensões não simétricas na carga.

O transformador pode causar a não simetria devido à dificuldade de encontrar o ponto central (ponto C) que é usado como referência. Logo, com a referência desequilibrada, a tensão na saída não será simétrica, motivo sob o qual esses retificadores são substituídos pelo tipo ponte.

## Faça valer a pena

**1.** Os retificadores podem ser classificados segundo a sua capacidade de ajustar o valor da tensão de saída (controlados x não controlados); de acordo com o número de fases da tensão alternada de entrada (monofásico, trifásico, etc.); e em função do tipo de conexão dos elementos retificadores (meia ponte x ponte completa).

Qual das seguintes opções apresenta duas desvantagens dos retificadores monofásicos em comparação com os retificadores trifásicos?

- a) Complexidade e alto custo.
- b) Complexidade e baixa eficiência.
- c) Alto custo e baixa eficiência.
- d) Fator de *ripple* elevado e baixa eficiência.
- e) Baixa robustez e alto custo.

**2.** Um retificador permite que a tensão de saída assuma valores negativos e positivos em um mesmo ciclo de operação, quando operando com uma carga indutiva. O valor negativo é indesejável em muitas aplicações e gera uma maior ondulação no sinal de saída. Para evitar essa ondulação, pode-se inserir um diodo de retorno paralelo com a carga, como na Figura 2.4. Desse modo, a tensão negativa está sobre o diodo, e não mais na carga.

Para evitar uma tensão negativa na saída de um retificador com carga RL, qual dispositivo eletrônico pode ser inserido em paralelo com a carga?

- a) Indutor.
- b) Transformador.
- c) Diodo de retorno.
- d) Capacitor.
- e) Resistor.

**3.** A tensão média numa carga RL depende do **ângulo de disparo** ( $\alpha$ ) e de  $\beta$ , ângulo em que a corrente de carga torna-se zero e o tioristor começa a bloquear a tensão de alimentação. É de se notar que o valor de  $\beta$  depende dos parâmetros de carga RL. Portanto, ao contrário do que ocorre com a carga resistiva, a tensão de saída média na carga RL depende do tamanho do indutor na carga RL.

Em um retificador monofásico controlado de meia onda o ângulo  $\alpha$  é de  $25^\circ$  e o valor de  $\beta$  é de  $125^\circ$ . Calcule a tensão de saída média, sabendo que a tensão de pico é de 5 V.

- a) 1.67.
- b) 2.55.
- c) 3.56.
- d) 4.66.
- e) 5.12.

## Seção 2.2

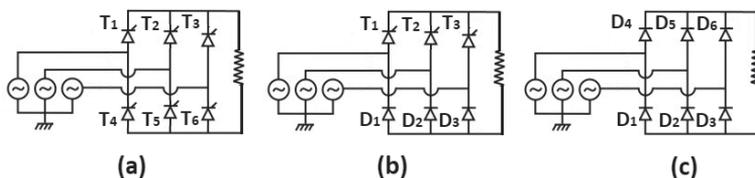
### Conversores CA-CC: retificadores trifásicos

#### Diálogo aberto

Na seção anterior você conheceu os **retificadores monofásicos**, que operam apenas em uma fase, fazendo com que a corrente flua através de um único fio condutor. Eles são usados em aplicações residenciais. Para aplicações industriais, que requerem alta potência, são geralmente usados os **retificadores trifásicos**. Vantagens como a maior eficiência e menor ruído no sinal CC do retificador tornam este o preferido em aplicações de média e alta potência.

Os retificadores trifásicos podem ser **controlados** quando em sua estrutura são utilizados **dispositivos controláveis** (tais como **tiristores** e **transistores**), e **não controlados**, quando formados por diodos. Além deles, existem os **retificadores semi controlados**, formados **por três diodos e três tiristores**. A Figura 2.11 ilustra os circuitos de retificadores trifásico controlado em (a), semi controlado em (b) e não controlado em (c).

Figura 2.11 | Circuito do retificador trifásico: (a) controlado: (b) semi controlado (c) não controlado

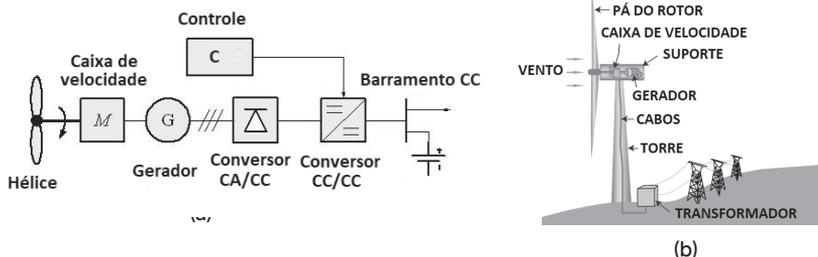


Fonte: elaborada pelo autor.

Dentre os retificadores trifásicos, dois tipos se destacam: o de meia onda e o de onda completa. Os **retificadores de meia onda** geralmente operam com transformador de derivação central, o que pode encarecer o conversor elétrico. Os **retificadores de onda completa** apresentam maior eficiência e **menor ruído na tensão e na corrente de saída** (*ripple*).

Retornando ao contexto, o **responsável técnico** que conhecemos na seção anterior está alocado na equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Agora, ele terá o desafio de desenvolver um **sistema de energia eólica** formado por um **conversor CA/CC** e um **gerador síncrono**, como mostrado na Figura 2.12 (a). A grande questão do projeto é: como operar um **gerador síncrono** em um **sistema de turbina eólica de baixa velocidade**, cuja velocidade da pá do rotor é determinada apenas pela **potência do vento**? A Figura 2.12 (b) ilustra a estrutura da turbina.

Figura 2.12 | Esquema do sistema eólico em blocos funcionais em (a) e estrutura da turbina em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, vamos discutir as estruturas e modos de operação dos retificadores trifásicos: **controlados**, **não controlados** e **semi controlados**. Você conhecerá os parâmetros de desempenho dos retificadores, que são importantes para a avaliação do mesmo. Esta seção contempla o essencial dos retificadores e pode ser enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos. Saiba que com o conhecimento adquirido aqui você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência.

Esperamos que esteja animado.

Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

Os **retificadores monofásicos**, como já discutimos, são utilizados em aplicações de **baixa potência**, especialmente em fontes de

alimentação para circuitos eletrônicos. Eles convertem sinal de corrente alternada em contínua para pequenas cargas, que raramente ultrapassam 5 kW. Para potências mais altas, geralmente são empregadas **fontes de corrente trifásica**. Os conversores monofásicos têm várias desvantagens, como a **eficiência reduzida** devido à presença de **componentes harmônicos, o que gera** a necessidade de utilizar **filtros para se obter sinais de saída com menos ruído**. Por sua vez, os **conversores trifásicos** proporcionam maior **tensão média de saída**. Outra vantagem dos conversores trifásicos é que eles fornecem tensão e corrente com ruído, cuja frequência é maior do que a frequência do ruído no conversor monofásico. Assim, os requisitos de filtragem para suavizar os sinais de corrente e tensão são **mais simples no conversor trifásico**. Portanto, muitas das desvantagens dos retificadores monofásicos são resolvidas com essa opção.

As estruturas dos retificadores trifásicos comuns possuem três ou seis dispositivos semicondutores, tais como diodos ou tiristores. Enquanto os retificadores não **controlados** são formados apenas por diodos, os controlados são formados por tiristores. Existem ainda os **semi controlados**, formados por diodos e retificadores. Assim como os monofásicos, os trifásicos podem ser do tipo onda completa ou meia onda.

O **conversor não controlado de meia onda** é o mais simples de todas as topologias de retificadores trifásicos. Ele é a combinação de três retificadores monofásicos não controlados de meia onda em um único circuito alimentando uma carga comum. Assim, eles são compostos por três diodos. A substituição dos três diodos por três tiristores resulta em um **retificador trifásico controlado de meia onda**. O diagrama do seu circuito é mostrado na Figura 2.13 (a) junto com as **formas de onda**, alimentando uma carga RL. Observe que assim como os diodos, os tiristores **T1, T2 e T3** operam sequencialmente, como descrito na Tabela 2.2. Eles operam defasados de  $120^\circ$ , em que o tiristor T1 inicia sua operação no período do ângulo de disparo ( $\alpha$ ) +  $30^\circ$ .

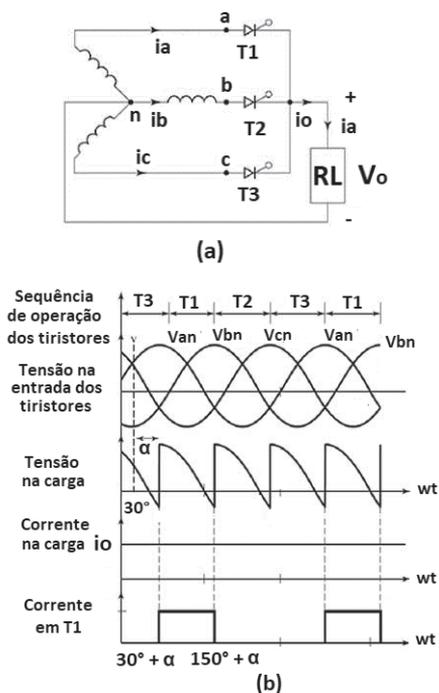


### Assimile

Por exemplo, se o ângulo de disparo do tiristor for de 30 graus, até 30 graus da onda senoidal o tiristor não conduz corrente.

Após isso, o tiristor conduz corrente até o ciclo completar e isso é repetido a cada ciclo. Variando esse ângulo alfa ( $\alpha$ ), os valores RMS de tensão e corrente são alterados.

Figura 2.13 | Retificador trifásico de meia onda controlado: (a) circuito (b) forma de onda



Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq, p. 226, 2000a)

Tabela 2.2 | Operação de retificador trifásico controlado de meia onda.

Tiristor	Período do Disparo	Operação
T1	$30^\circ + \alpha$	T1 é ligado e a tensão de fase aparece na carga quando a corrente flui por este tiristor.
T2	$150^\circ + \alpha$	T1 é desligado. A corrente de carga flui através do tiristor T2 até o tiristor T3 ser disparado.
T3	$270^\circ + \alpha$	T2 é desligado. A corrente de carga flui através do tiristor T3 até o T1 ser novamente ligado.

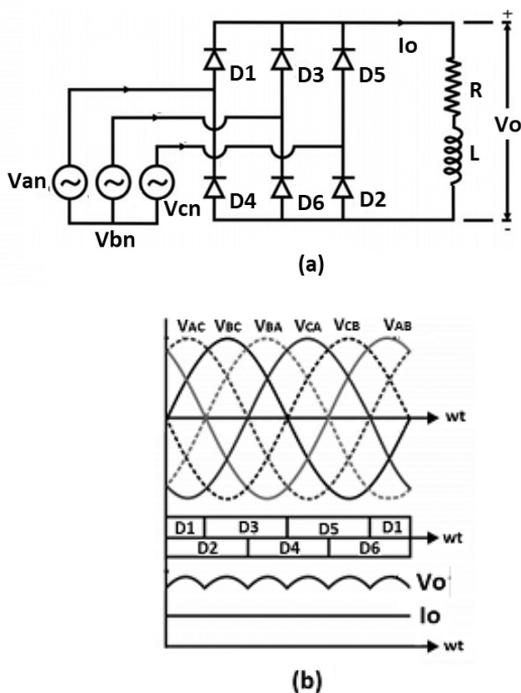
Fonte: elaborada pelo autor.



A Figura 2.13 (a) mostra o **conversor trifásico** de meia onda que combina três conversores de **meia onda monofásicos** em um único circuito, alimentando uma carga comum. O **tiristor T1** em série com o enrolamento 'a-n' atua como um retificador controlado de meia onda. **T2** e **T3** também atuam como retificador controlado de meia onda. Veja que quando **T1** está conduzindo a tensão de fase **Van aparece na carga**. A corrente de carga flui através do enrolamento 'a-n' e através do tiristor **T1** enquanto o **T1** conduz. Quando o tiristor **T2** é acionado em  $\omega t = 150^\circ + \alpha$ , **T1** torna-se polarizado e desativado. A corrente de carga flui através do tiristor e através do enrolamento 'b-n'. Quando **T2** conduz a tensão de fase **Vbn** aparece na carga até o **tiristor T3** ser disparado.

Além do retificador de meia onda, existe o **retificador trifásico de onda completa**, que é provavelmente a topologia mais utilizada em **aplicações de baixa potência (< 5 kW) até alta potência (> 100 kW)**. A estrutura do retificador trifásico não controlado é composta por **seis diodos em ponte**, como mostrado na Figura 2.14 (a). Uma vez que a **corrente de carga** é assumida como **contínua**, pelo menos um **diodo do grupo superior (D1, D3 e D5)** e um **diodo do grupo inferior (D2, D4 e D6)** devem conduzir. Dois diodos da mesma perna de fase nunca conduzem simultaneamente e assim os pares de diodos **D1 e D4**, **D2 e D5**, **D3 e D6** não operam juntos. O conversor possui **seis modos diferentes de condução de diodos** e cada modo operando com **defasagem de 60°**. Cada modo indica os pares de diodos que estão conduzindo. Eles são nomeados de **D1D2, D2D3, D3D4, D4D5, D5D6 e D6D1** e descritos na Tabela 2.3. O modo de **condução D1D2** ocorre quando os diodos **D1** e **D2** conduzem e a tensão em todos os outros diodos é negativa. Quando um diodo interrompe a condução, a corrente é chaveada para outro diodo no mesmo grupo (superior ou inferior). **A sequência de operação dos diodos é de D1 até D6**. As formas de onda das tensões de linha em cada diodo, tensão de saída e corrente de saída são mostradas na Figura 2.14 (b).

Figura 2.14 | Retificador trifásico de onda completa não controlado: (a) circuito; (b) forma de onda



Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq, p. 244, 2000a)

Tabela 2.3 | Operação do retificador monofásico não controlado de onda completa

Faixa do ângulo de disparo	Diodos em condução
30° a 90°	D6 e D1
90° a 150°	D1 e D2
150° a 210°	D2 e D3
210° a 270°	D3 e D4
270° a 330°	D4 e D5
330° a 360° e 0° a 30°	D5 e D6

Fonte: adaptado de (AHMED, Ashfaq, p. 229, 2000a)

O **retificador trifásico controlado** é mostrado na Figura 2.15. O controle sobre a tensão de saída CC é obtido controlando o **intervalo de condução de cada tiristor**. Este método é conhecido como **controle de fase**, e os conversores também são chamados de **conversores**

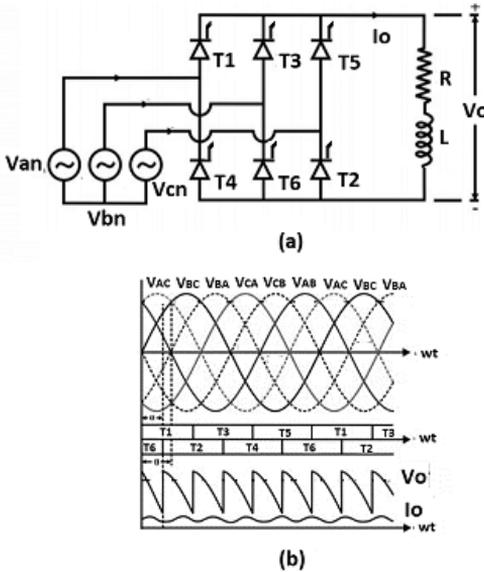
**controlados por fase.** No controle da fase, o tiristor é acionado em um determinado instante, fazendo com que a carga esteja conectada à entrada por um intervalo de tempo.



**Refleta**

Uma vez que os tiristores podem bloquear a tensão em ambos os sentidos, é possível reverter a polaridade da tensão de saída e, portanto, obter um sinal alternado na entrada a partir de um sinal contínuo na saída do circuito. Sob tal condição, o conversor converte um sinal CC em um sinal CA e passa a operar em modo de inversão.

Figura 2.15 | Retificador trifásico controlado de onda completa: (a) circuito (b) forma de onda



Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq, p. 275, 2000a)

Para que qualquer corrente flua na carga, pelo menos um dispositivo do grupo superior (**T1, T3, T5**) e um do grupo inferior (**T2, T4, T6**) devem estar conduzindo. Como no caso de um conversor não controlado, apenas um dispositivo desses dois grupos irá conduzir. Da mesma forma, cada tiristor conduz durante  $120^\circ$  do ciclo de entrada. Os tiristores são disparados na sequência **T1** → **T2** → **T3** → **T4** → **T5** →

**T6** → **T1** com intervalo de  $60^\circ$  entre cada disparo. Portanto, tiristores na mesma perna são disparados em um intervalo de  $180^\circ$  e, portanto, não podem conduzir simultaneamente. Isso deixa apenas seis modos de condução possíveis para o conversor no modo de condução contínua. Estes são **T1T2**, **T2T3**, **T3T4**, **T4T5**, **T5T6**, **T6T1**. Cada modo de condução tem duração de  $60^\circ$  e aparece na sequência mostrada na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 | Operação do retificador trifásico controlado de onda completa

Faixa do ângulo de disparo	Tiristores em condução
$30^\circ$ a $90^\circ$	T6 e T1
$90^\circ$ a $150^\circ$	T1 e T2
$150^\circ$ a $210^\circ$	T2 e T3
$210^\circ$ a $270^\circ$	T3 e T4
$270^\circ$ a $330^\circ$	T4 e T5
$330^\circ$ a $360^\circ$ e $0^\circ$ a $30^\circ$	T5 e T6

Fonte: (ELECTRONICS-TUTORIAL, 2017)

Cada uma das tensões de linha pode ser associada ao disparo de um tiristor. Por exemplo, o **tiristor T1** é disparado no **final do intervalo de condução T5 T6**. A forma de onda da Figura 2.15(b) mostra que todos os tiristores são disparados sequencialmente, com intervalo de  $60^\circ$  entre cada um.

O conversor trifásico controlado é muito popular em **aplicações industriais**. Ele pode operar com uma potência razoavelmente alta e possui **distorção harmônica de entrada e saída aceitável**. No entanto, a versatilidade de um conversor trifásico totalmente controlado é obtida ao custo de uma maior complexidade do circuito devido ao uso de **seis tiristores** e seu **circuito de controle associado**. Uma forma de reduzir a complexidade é substituindo três tiristores, do grupo superior ou do grupo inferior de um conversor totalmente controlado trifásico, por três diodos. O conversor resultante é chamado de **conversor trifásico semi controlado**. Substituir **três tiristores por três diodos** reduz a complexidade do circuito, mas ao mesmo tempo impede que a **tensão negativa** apareça na saída a qualquer momento. Portanto, o conversor não pode operar no modo inversor.

O **conversor trifásico semi controlado** tem várias vantagens em comparação a um conversor totalmente controlado. Ele é **menos**

complexo e tem capacidade de ampliar a condução contínua do conversor. No entanto, tem uma séria desvantagem: a tensão de saída é periódica em mais de um terço do ciclo de entrada, em vez de um sexto, como é o caso com conversores totalmente controlados. Isso implica que os componentes harmônicos de entrada e saída são de menor frequência e requerem filtragem mais eficiente. Por este motivo, os conversores trifásicos semi controlados não são tão populares quanto os controlados.

A Figura 2.16 (a) mostra o diagrama de circuito de um conversor trifásico semi controlado. No modo de condução contínua, apenas um tiristor do grupo superior e apenas um diodo do grupo inferior conduzem de cada vez. No entanto, ao contrário do conversor controlado, ambos os dispositivos da mesma fase podem conduzir ao mesmo tempo. Portanto, existem nove modos de condução: T1D2, T1D4, T1D6, T3D2, T3D4, T3D6, T5D2, T5D4 e T5D6, como mostrado na Figura 2.16 (b).

Com T1 conduzindo, podem existir três modos de condução, nomeadamente: T1D6, T1D2 e T1D4. A sequência de disparo do tiristor é T1 → T3 → T5. Portanto, após T5 o tiristor T1 entra em condução. Se o ângulo de disparo de T1 é  $\alpha$ , então T1 inicia a condução em  $\omega t = \alpha - \pi / 3$  e conduz até  $\alpha + \pi / 3$ . Da mesma forma, T3 e T5 conduzem durante  $\omega t = \alpha + \pi / 3$  até  $\alpha + \pi$  e  $\omega t = \alpha + \pi$  até  $2\pi + \alpha - \pi / 3$ , respectivamente. A sequência de condução dos diodos é dada por D2 → D4 → D6.

A Tabela 2.5 resume a operação dos dispositivos quando T1 conduz. Como T1 conduz no intervalo de  $\alpha - \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \alpha + \frac{\pi}{3}$ , o intervalo de condução T1D6 existe somente quando  $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ . Do mesmo modo o intervalo de condução T1D4 existe somente quando  $\alpha \geq \frac{\pi}{3}$ .

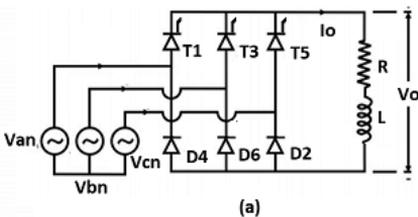
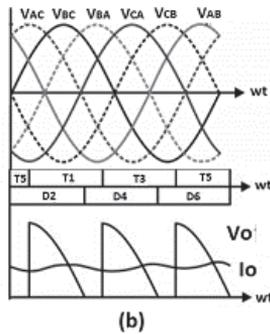


Figura 2.16 | Retificador trifásico semi controlado (a) topologia; (b) forma de onda



Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq, p. 294, 2000a)

Tabela 2.5 | Modo de operação com tiristor T1 ligado em um retificador semi controlado

Dispositivos ativos em T1	Intervalo de condução
T1D2	$0 \leq \omega t \leq 180^\circ$
T1D4	$120^\circ \leq \omega t \leq 240^\circ$
T1D6	$240^\circ \leq \omega t \leq 360^\circ$

Fonte: adaptada de (AHMED, Ashfaq, p. 296, 2000a)

Estudamos até aqui diversas estruturas de retificadores. A avaliação do desempenho destes é feita considerando-se diversos parâmetros, tais como eficiência e fator de ondulação (*ripple*). Esses parâmetros são importantes na comparação entre as diversas estruturas. A Tabela 2.6 descreve alguns parâmetros relevantes:

Tabela 2.6 | Parâmetros de desempenho dos retificadores

Parâmetro	Conceito
Eficiência da retificação ( $\eta$ )	É a porcentagem da <b>potência de entrada</b> CA ( $P_{CA}$ ) que é convertida em <b>potência de saída</b> CC ( $P_{CC}$ ): $\eta = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} = \frac{V_{CC}I_{CC}}{V_{RMS}I_{RMS}}$
Fator de forma (FF)	É a medida da forma da tensão na saída do retificador. FF é dado pela razão da <b>forma da tensão RMS</b> ( $F_{RMS}$ ) e a <b>forma da tensão média</b> ( $F_{MED}$ ) da tensão de saída. Se a tensão na saída for um sinal CC puro, então $F_{MED} = F_{RMS}$ e assim $FF = 1$ . $FF = \frac{F_{RMS}}{F_{MED}}$

<b>Fator de ondulação (FO)</b>	Representa o nível de ondulação CA no sinal de saída do conversor. O fator de ondulação da tensão de saída é obtido pela razão entre <b>tensão CA</b> ( $V_{AC}$ ) e a <b>tensão CC</b> ( $V_{CC}$ ), dado por: $FO = \frac{V_{AC}}{V_{CC}}$
<b>Taxa de distorção harmônica (TDH)</b>	Medida da distorção da forma de onda na saída do conversor.
<b>Fator de potência na entrada (FP)</b>	Define o fator de potência no sinal de entrada do conversor.
<b>Fator de crista (FC)</b>	Medida da forma de onda do <b>sinal de saída CA</b> . Ele é obtido da razão da <b>corrente de pico</b> ( $I_p$ ) e o seu valor médio ( $I_{RMS}$ ). $FO = \frac{I_p}{I_{RMS}}$

Fonte: adaptada de (UWI, 2017a)



## Exemplificando

Com a finalidade de avaliar a melhor performance entre três tipos de retificadores, obteve-se como resultado a Tabela 2.7. Pode-se concluir que o retificador em ponte trifásico é o que apresenta melhor performance. A maior eficiência (99,83%), fator forma próximo a 1 e o fator de ondulação (*ripple*) baixo são os parâmetros que corroboram para essa conclusão.

Tabela 2.7 | Comparação entre parâmetros de performance de retificadores

Parâmetros de performance	Retificador monofásico de meia onda	Retificador monofásico de onda completa	Retificador trifásico em ponte
<b>Eficiência</b>	40,5 %	81 %	99,83 %
<b>Fator de forma</b>	157 %	111 %	100,08 %
<b>Fator de ondulação</b>	121 %	48,2 %	4 %

Fonte: adaptada de (UWI, 2017a)

Além dos retificadores com tiristores e diodos, novas arquiteturas são desenvolvidas usando outros dispositivos, como os transistores **MOSFET** e **IGBT**. Dessa forma, a eletrônica de potência aumenta o número de aplicações.

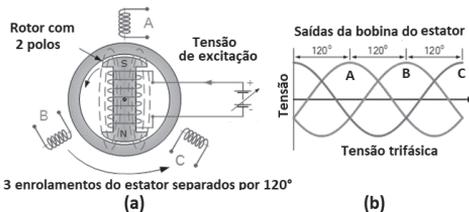


Com a introdução de **IGBT de alta potência**, o conversor trifásico de ponte foi substituído por conversores com IGBT na faixa de potência média a moderadamente alta. No entanto, em aplicações de **alta potência** (ciclo conversores, motores síncronos), o conversor em ponte trifásico ainda é usado. Para saber mais sobre retificador trifásico em ponte com IGBT, você pode acessar o **datasheet VUB120-16NOX**, disponível em: <<http://ixapps.ixys.com/datasheet/vub120-16nox.pdf>>. Acesso em: 18 de nov. 2017.

## Sem medo de errar

Retornando ao nosso contexto, você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto de um sistema de energia alternativa**. À medida que a demanda por geração de energia limpa aumenta, os projetos para geração de **energia eólica** tornaram-se amplamente estudados. A arquitetura do novo sistema projetado é formada por um **gerador síncrono**, que se mostra mais adequado devido à **alta eficiência e fácil manutenção**, dada a sua **configuração de rotor sem escovas**. A Figura 2.17 (a) mostra que a máquina síncrona possui **três bobinas de estator**. Uma **fonte de tensão trifásica** correspondente aos enrolamentos A, B e C, que são **eletricamente separados em 120°**, é gerada nos enrolamentos do estator, como mostra a Figura 2.17 (b).

Figura 2.17 | Gerador síncrono: (a) representação da estrutura; (b) forma de onda



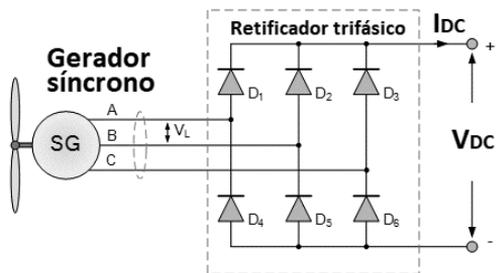
Fonte: adaptada de (ALTERNATIVE ENERGY TUTORIALS, 2017a)

A grande questão do projeto é saber como operar um gerador síncrono em um sistema de turbina eólica de baixa velocidade, cuja velocidade da pá do rotor é determinada apenas pela **potência do vento**.

A resposta está na **retificação da fonte trifásica** que gera em uma fonte CC constante. Os retificadores são dispositivos eletrônicos usados para converter CA (corrente alternada) em CC (corrente contínua). Ao **retificar a tensão de saída do gerador síncrono**, o gerador da turbina eólica pode operar em velocidade e frequência diferente da velocidade síncrona fixa, convertendo essa tensão de saída de frequência variável/amplitude variável do gerador para uma tensão CC de um nível variável. Ao retificar a saída de CA para CC, o gerador agora pode ser usado como parte de **sistemas de carregamento de bateria** ou como parte de um **sistema de energia eólica de velocidade variável**.

O tipo mais simples de circuito retificador usa um **circuito com ponte de diodo**. Seu sinal CC é flutuante, cuja amplitude é determinada pela **velocidade de rotação dos geradores**. A Figura 2.18 mostra que, no circuito retificador, a saída trifásica do gerador é convertida em CC.

Figura 2.18 | Diagrama do retificador trifásico conectado na saída do gerador síncrono

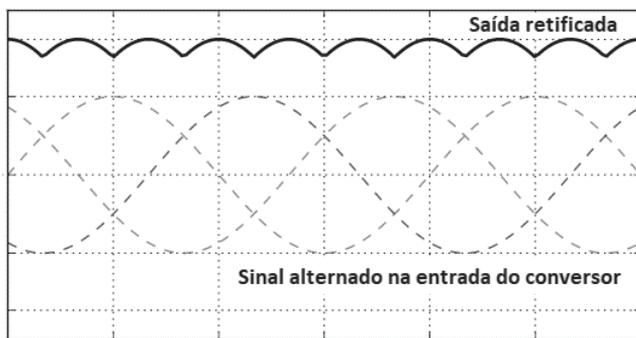


Fonte: adaptada de (ALTERNATIVE ENERGY TUTORIALS, 2017a)

O diagrama de circuito do retificador trifásico não controlado em ponte é mostrado na Figura 2.18. Nesta configuração, a turbina eólica pode operar o gerador a uma frequência independente da frequência síncrona pois, ao mudar a velocidade do gerador, a frequência do mesmo também varia. Portanto, é possível variar a **velocidade do gerador em uma faixa mais ampla e funcionar a uma velocidade ideal** para obter a potência máxima, dependendo da velocidade real do vento.

A tensão de saída do retificador em ponte trifásica não é CC pura, como observado na Figura 2.19. A tensão de saída tem um nível de **CC junto com uma grande variação de CA**. Esta forma de onda é geralmente conhecida como **“CC pulsante”**, que pode ser usada para carregar baterias, mas não pode ser usada como fonte de CC satisfatória. Para remover ruído, é usado um filtro ou **circuito de suavização**. Esses circuitos de suavização usam combinações de capacitores e indutores para produzir uma tensão e corrente CC.

Figura 2.19 | Sinal trifásico na entrada do retificador e o sinal retificado pulsante



Fonte: elaborada pelo autor.

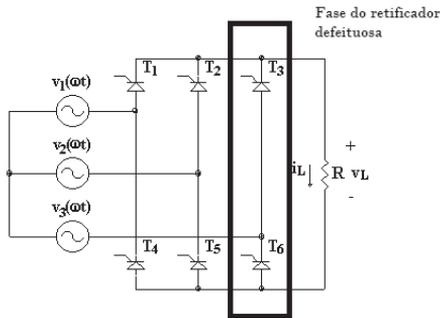
## Avançando na prática

### Avaliação da perda de uma fase de um retificador trifásico

#### Descrição da situação-problema

Em um outro contexto, você, como responsável técnico, foi investigar o problema em um sistema de retificação acoplado a um motor elétrico. O retificador usado é trifásico e converte a tensão CA, na saída de um motor síncrono, em uma tensão CC para alimentar uma bateria. O retificador é estruturado em ponte com seis tiristores operando. Em certo momento, uma das fases do retificador foi perdida, devido a um defeito casual. O que acontece quando a **fase de um retificador trifásico é perdida**? Será que o retificador continua trabalhando em **modo monofásico** com corrente de fase senoidal?

Figura 2.20 | Retificador trifásico em ponte com uma das fases defeituosas



Fonte: elaborada pelo autor.

### Resolução da situação-problema

O retificador irá continuar funcionando, dependendo da topologia do conversor e do controle. No caso do retificador em ponte, o sistema pode lidar com a perda. Entretanto, entenda que os controladores de tensão e corrente nem sempre são projetados para operar com a **perda de uma fase**, de modo que a queda de uma fase leva ao aumento da **amplitude da corrente**. Se a corrente estiver muito alta, poderá **degradar a bateria na saída do retificador**. Logo, ainda que aparentemente opere sem mudanças visíveis na performance do sistema, a queda de uma fase leva a um comportamento inesperado do sistema, danificando-o.

### Faça valer a pena

**1.** Os retificadores monofásicos são utilizados em aplicações de baixa potência, especialmente em fontes de alimentação para circuitos eletrônicos. Eles convertem sinal de corrente alternada em contínua a pequenas cargas, raramente ultrapassando 5 kW. Acima desse nível de potência, as fontes de corrente trifásica geralmente são empregadas.

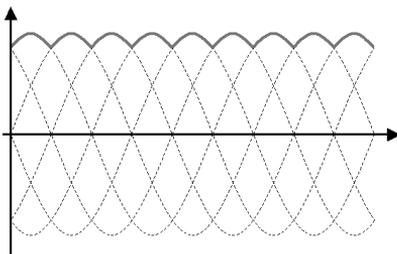
Com relação às opções a seguir, quais descrevem as vantagens dos retificadores trifásicos em relação aos retificadores monofásicos?

- a) Possuem maior eficiência e menos ondulações na tensão de saída.
- b) Possuem maior fator de forma e menor fator de utilização do transformador.
- c) Possuem fator de ondulação menor e maior tensão de pico inversa.
- d) Possuem menos componentes em sua estrutura e maior taxa de distorção harmônica (TDH).
- e) Possuem maior fator de forma e maior fator de potência.

**2.** As estruturas dos retificadores trifásicos comuns possuem três ou seis diodos ou tiristores. Enquanto os **não controlados** são formados apenas por diodos, os **controlados** são formados por tiristores. Existem ainda os **semi controlados**, compostos por diodos e tiristores. Assim como os monofásicos, os trifásicos podem retificar onda completa ou meia onda.

Com relação às opções a seguir, qual indica o tipo de conversor CA-CC que gera uma tensão retificada, como a mostra a figura a seguir?

Figura 2.21 | Sinal retificado



Fonte: elaborada pelo autor.

- a) Retificador monofásico não controlado de onda completa.
- b) Retificador monofásico controlado de meia onda.
- c) Retificador monofásico controlado de onda completa.
- d) Retificador trifásico controlado de onda completa.
- e) Retificador trifásico não controlado de meia onda.

**3.** A avaliação do desempenho dos retificadores é feita considerando diversos parâmetros, tais como eficiência e fator de ondulação (ripple). Esses parâmetros são importantes na comparação entre as diversas estruturas. Um parâmetro importante é a medida da forma da tensão na saída do retificador. Este é dado pela razão da forma da tensão RMS ( $F_{RMS}$ ) e a forma da tensão média ( $F_{MED}$ ) da tensão de saída. Se a tensão na saída for um sinal CC puro, então  $F_{MED} = F_{RMS}$  e assim  $FF = 1$ ).

Qual das opções abaixo indica o nome do parâmetro de desempenho dos retificadores correspondente à descrição acima:

- a) Eficiência.
- b) Taxa de distorção harmônica.
- c) Fator de forma.
- d) Fator de ondulação.
- e) Fator de crista.

## Seção 2.3

### Projeto de conversores CA-CC

#### Diálogo aberto

Nas seções anteriores, você conheceu os **retificadores monofásicos e trifásicos**. Enquanto os monofásicos são mais comuns em **aplicações residenciais**, os **trifásicos** são usados na indústria. Vantagens como a **maior eficiência** e menor **ruído no sinal CC** do retificador tornam o retificador trifásico o preferido em aplicações de média e alta potência. Ainda que os retificadores trifásicos apresentem menor *ripple*, o uso de um filtro ajuda a reduzir o ruído na tensão CC de saída.

Retornando ao contexto, você é o **responsável técnico** que está alocado na equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Nos projetos anteriores, você avaliou o retificador monofásico a ser utilizado em um sistema híbrido solar e estudou o uso do retificador trifásico no controle da velocidade do gerador síncrono. Agora, o desafio é **projetar um filtro capacitivo** de um sistema de energia alternativa formado por um **retificador e um painel solar**. O filtro **capacitivo** é o mais comum. Nele, o capacitor deve ser projetado adequadamente, pois, quando este é **superdimensionado**, distorções surgem no sinal de saída. Além do capacitor, os **diodos** requerem atenção quanto aos seus limites de operação. No *datasheet* do diodo é especificado o limite de sua operação com relação à **temperatura** e **corrente de condução**. O excesso de calor é um dos problemas comuns nos retificadores, podendo fundir a estrutura do material, o que resulta em sua falha. Dessa forma, o dispositivo deve operar em uma faixa de temperatura segura, abaixo da máxima recomendada, além de possuir **dissipadores de calor** em sua estrutura.

Para auxiliá-lo nessa tarefa, vamos discutir as diferenças entre as topologias dos retificadores **monofásicos** e **trifásicos**. Você conhecerá os desafios dos projetos de retificadores, como a **temperatura** e a **tensão de ondulação**. Sendo assim, esta seção contempla o essencial sobre os retificadores, incluindo a seleção da topologia, as suas aplicações e o dimensionamento do filtro capacitivo. Estes conteúdos podem ser enriquecidos com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos.

Saiba que, com o conhecimento adquirido aqui, você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência.

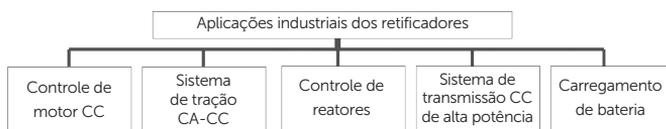
Esperamos que esteja animado.

Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

A aplicação primária dos retificadores é converter uma fonte de alimentação de corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC). Eles estão presentes nas fontes de alimentação de praticamente todos os **eletrônicos** — como **telefones celulares** e **computadores** —, cujos circuitos são alimentados por corrente contínua. A corrente contínua é usada para carregar baterias que estão dentro de todos os dispositivos portáteis que carregamos. Nas indústrias, os retificadores possuem diversas aplicações, como em sistemas de tração, controle de motor e reator CC, além de sistemas de transmissão, como mostrado na Figura 2.21.

Figura 2.21 | Aplicações industriais dos retificadores



Fonte: elaborada pelo autor.

Muitas vezes, o **custo** e a **simplicidade do circuito** são os fatores primordiais que favorecem o uso do **retificador de meia onda** (RMO). A maneira como isso é interpretado varia de fabricante a fabricante, com base no valor dos componentes. O que foi considerado caro há 30 anos pode valer a pena hoje, e o design do circuito varia de acordo com isso.

O lado negativo do RMO é que o **tamanho do filtro é duas vezes maior do que o de um retificador de onda completa** (ROC). Isso porque a frequência de um circuito de meia onda é a mesma que a da alimentação de entrada, enquanto que em um de onda completa, a frequência é o dobro daquela de alimentação. Portanto, o capacitor do ROC pode ter uma menor capacitância.

Na avaliação de custo do retificador, é importante saber que um **capacitor maior** do RMO pode ser mais caro que os **quatro diodos** em um ROC em ponte. Com dois diodos em um RMO em ponte, o custo aumenta devido à necessidade, por exemplo, de um **transformador com derivação central**. Outro ponto negativo é a **conversão menos** eficiente obtida por um retificador de meia onda. Muitas vezes, os fabricantes não se preocupam com tais problemas em pequenos itens de consumo, pois eles não são suficientemente negativos para que sejam considerados uma adversidade durante a vida útil do equipamento.

A **conversão de corrente alternada** para produzir corrente contínua gera sempre muito ruído. Em equipamentos de **entretenimento, instrumentação e teste**, o nível de ruído é uma questão essencial. Neles, o ruído é uma das especificações mais importantes, em que o parâmetro NF (número de ruído) determina a qualidade desse equipamento. **O retificador de onda completa gera menos ruído** por causa da sua maior frequência de operação.



### Assimile

No áudio profissional, o ruído da fonte de tensão é facilmente ouvido como zumbido no aparelho, e o equipamento é rejeitado pelos engenheiros de som e transmissão. Para reduzir o nível de ruído, são utilizados **retificadores de onda completa com capacitores eletrolíticos muito grandes**.

Os retificadores de onda completa podem ser com transformador central ou em ponte. Ambos têm suas próprias vantagens em termos de eficiência, número de diodos usados etc. Mas o **retificador em ponte é amplamente utilizado**, pois os **diodos são baratos**, contrapondo o maior custo dos transformadores com derivação central. A Tabela 2.8 reúne algumas características dos retificadores. Observe que o fator de ondulação do retificador de meia onda é de 121%, valor superior aos 48,2% do fator de ondulação dos retificadores de onda completa. Isso significa que a tensão na saída do retificador de meia onda possui componente CA com maior amplitude, o que é uma desvantagem dessa topologia. Idealmente a saída do retificador é um sinal contínuo, sem ruído.



O ruído na tensão (ou corrente) é medido pelo **fator de ondulação** ( $r$ ). Este é definido como a relação entre o **valor efetivo (RMS)** do componente CA presente na saída do retificador e o **valor médio** da tensão (ou corrente) de saída. Usando os valores da corrente RMS ( $I_{RMS}$ ) e a corrente média ( $I_{CC}$ ) na saída do circuito, o fator de *ripple* do retificador de meia onda é calculado por:

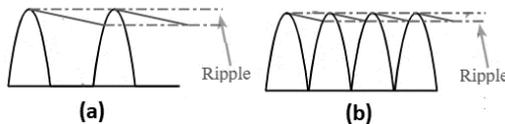
$$r = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_{CC}}\right)^2} - 1 = \sqrt{\left(\frac{\frac{I_M}{2}}{\frac{I_M}{\pi}}\right)^2} - 1 = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2} - 1 = 1,21 = 121\%$$

Da mesma forma, usamos os valores referentes ao retificador de onda completa para calcular o seu fator de ondulação:

$$r = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_{CC}}\right)^2} - 1 = \sqrt{\left(\frac{\frac{I_M}{\sqrt{2}}}{\frac{2I_M}{\pi}}\right)^2} - 1 = \sqrt{\left(\frac{\pi}{8}\right)^2} - 1 = 0,482 = 48,2\%$$

Veja na Figura 2.22 que o tempo entre os picos é maior para um retificador de meia onda em (a) do que para um retificador de onda completa em (b). Esse tempo superior resulta em uma maior variação no sinal de saída do circuito de meia onda e, assim, este precisa de um capacitor de suavização maior. O capacitor reduz essa queda de sinal entre os picos.

Figura 2.22 | Sinal na saída do retificador de: (a) meia onda; (b) onda completa



Fonte: elaborada pelo autor.

Outro ponto interessante é a eficiência. A eficiência de retificação mede quão eficientemente um circuito converte CA em CC. Enquanto o retificador de onda completa em ponte possui uma eficiência de 81,2%, o retificador com transformador com derivação central e o meia onda possui metade da eficiência, equivalente a 40,6%.



## Pesquise mais

A potência de saída possui componentes CC e CA. Assim, um retificador com eficiência de 81,2% possui em sua potência de saída 81,2% de componente CC e 18,8% de componente CA. A eficiência aqui apresentada não considera as perdas de potência, como as dissipações térmicas nos transformadores e diodos.

Tabela 2.8 | Aplicações industriais dos retificadores

Retificador	Meia onda	Onda completa com transformador	Onda completa em ponte
Topologia			
Sinais de entrada ( $V_E$ ) e de saída ( $V_S$ )			
Corrente RMS na saída	$I_{RMS} = \frac{I_0}{2}$	$I_{RMS} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$	$I_{RMS} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$
Corrente CC na saída	$I_{CC} = \frac{I_0}{\pi}$	$I_{CC} = \frac{2I_0}{\pi}$	$I_{CC} = \frac{2I_0}{\pi}$
Fator de ripple	$r = 121\%$	$r = 48,2\%$	$r = 48,2\%$
Eficiência	$\eta = 40,6\%$	$\eta = 40,6\%$	$\eta = 81,2\%$

Fonte: adaptada de (SCHOOLS AGLASEM, 2017a)



## Refleta

Uma variedade de retificadores em ponte está disponível, listada com suas diferentes especificações. Como avaliar os parâmetros dos retificadores? Essa é uma das funções desempenhadas pelo técnico. E uma das avaliações que deve realizar é como escolher as faixas de **tensão/corrente do retificador**. Por exemplo, você tem um projeto que opera em 12 V/2 A e possui um retificador que é avaliado para 1000 V/10 A. O uso do retificador de 1000 V/10 A seria problemático ao circuito?

Em um circuito integrado de um retificador em ponte, os **diodos** excedem a **tensão máxima** requerida e a **corrente** necessária, por uma margem justa. No caso da tensão de saída de um transformador, a tensão máxima requerida é 1,41 vezes a **tensão nominal do transformador**, já que eles são classificados para tensão RMS, não para tensão de pico. Por segurança, um valor cerca de 2,5 vezes a tensão nominal do transformador é comum. Para cálculos de corrente também, 2,5 vezes a corrente de carga esperada é recomendado – pois a ponte deve suportar o aumento da corrente inicial quando os capacitores que seguem a ponte estão sendo carregados após a inicialização.

Assim, com os valores de tensão e corrente definidos, você deve selecionar os componentes do circuito conforme sua disponibilidade, considerando a **maior faixa de operação** e o **menor custo**. O retificador em ponte BR68, por exemplo, suporta um nível de corrente e tensão superior ao do modelo BR36 – e, ainda assim, pode ser encontrado pela metade do preço.

Além do circuito integrado, um retificador em ponte pode ser construído usando componentes discretos. Os **componentes discretos** compõem um único componente elétrico, ou **passivo** (resistor, capacitor, etc.) ou **ativo** (transistor ou tiristor, etc), em vez de um **circuito integrado**, que são construídos a partir de vários componentes elétricos em uma unidade.

A principal vantagem de usar componentes discretos é que a **dissipação de calor** é **menos problemática**, uma vez que cada dispositivo possui seu próprio espaço circundante para dissipar o calor. No *datasheet* do diodo, você verá parâmetros como **queda de tensão direta e resistência térmica**. Se você quiser selecionar corretamente um diodo, você deve considerar a queda de tensão. Então, você irá multiplicar a tensão por corrente para obter a **potência dissipada pelo diodo**. Quando você multiplica a potência pela resistência térmica, você verá que, quão mais alta a temperatura do diodo, esta será comparada com a temperatura externa. Este valor precisa ser inferior à **temperatura máxima do diodo**. Para correntes mais elevadas, você pode conectar o mesmo a um **dissipador de calor** para proporcionar maior dissipação de calor.



Vamos ver o que acontece quando usamos uma corrente de 4 A em um retificador e aplicamos a um diodo? Para o exemplo, é usado o diodo **BYW29/200**, que tem corrente máxima de **8 A** e tensão de **200 V**. Ao olhar para a Tabela 2.9, podemos ver que em **4 A a tensão direta será em torno de 0,7 V**. A potência dissipada pelo diodo será de **2,8 W**. A temperatura de junção máxima é de **175 °C**. Em seguida, temos a resistência térmica da junção de **60 °C / W**. Então, se multiplicamos os **2,8 W** por **60 °C / W** é obtida uma temperatura de junção de **168 °C**. Como a temperatura máxima de junção é de **175 °C**, o retificador deve operar com uma temperatura ambiente máxima de apenas **7 °C**. Dessa forma, o diodo precisa ser resfriado.

Tabela 2.9 | Parâmetros do diodo BYW29 / 200

Parâmetro	Valor
Corrente máxima	8 A
Tensão máxima	200 V
Tensão direta	0,7 V
Potência dissipada no diodo	2,8 W
Temperatura de junção máxima	175 °C
Resistência térmica da junção	60 °C / W

Fonte: adaptada de (BYW29, 2017a)

Então, como podemos utilizá-los? Nesse caso são aplicados **dissipadores de calor**. Para isso, adicionaremos a **resistência térmica do dissipador de calor**. Neste exemplo, é usado um cuja resistência térmica é de **9,6 °C / W**. Para garantir bons contatos entre o dissipador de calor e o diodo, também pode ser utilizada uma pasta térmica. O valor da resistência térmica da pasta é de **3 °C / W** e deve ser adicionada ao resto de resistências térmicas. Portanto, temos resistência térmica de **12,6 °C / W** e potência de **2,8 W**. Isso nos dá um valor de **35,28 °C na temperatura da junção**. Para obter a temperatura máxima de operação, vamos subtrair **35,28 °C** da temperatura máxima de junção de **175 °C**. Isso nos dá o máximo de temperatura ambiente de **139,72 °C**, o que dá uma margem de operação adequada.

Quase todas as fontes de alimentação chaveadas e que fornecem vários quilowatts de potência de saída usam um retificador em ponte

trifásico. Tipicamente, este compreende uma **ponte de seis diodos** e um **filtro capacitivo**. Uma seleção adequada do capacitor é muito importante, pois afeta o **fator de potência**, a **distorção harmônica de entrada** e a **tensão de ondulação de saída**.

Um retificador em ponte monofásico padrão, que opera com carga resistiva pura, sem **capacitor** de filtro, possui um **fator de potência 100% ideal e zero THD**. Por sua vez, o **retificador em ponte trifásico** com carga resistiva tem um **fator de potência de 95% e THD de 30%**. Um capacitor de filtro de qualquer valor reduz ainda mais o fator de potência e aumenta o THD. Infelizmente, uma **fonte de alimentação** chaveada não pode funcionar sem um capacitor. Ele é necessário para uma conversão de energia eficiente.



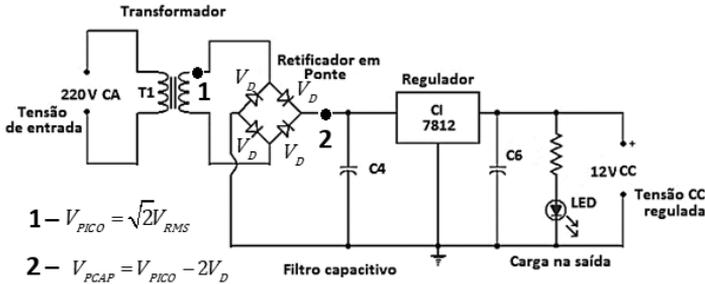
**Pesquise mais**

Um padrão europeu muito rigoroso, IEC 61000 3 12 para dispositivos trifásicos, regulamenta que uma **distorção harmônica total (THD) na corrente de entrada não superior a 48%** com uma faixa de corrente de entrada de **16 A a 75 A RMS por fase**. Para os dispositivos de baixa potência, até **16 A por fase**, o padrão ainda mais rigoroso IEC 61000 3 2 limita o nível de distorção de corrente de entrada em 33,8%. Ou seja, a forma de onda da tensão da linha da alimentação de entrada deve ser praticamente sem distorção. É um pior cenário para o retificador trifásico em termos de distorção harmônica e fator de potência.

**Os capacitores de saída** participam da conversão de tensão. Eles operam com uma alta corrente de descarga. Essa corrente tem uma forma de onda e uma amplitude semelhantes ao valor da corrente na saída do circuito. Portanto, esses capacitores devem **ser grandes o suficiente para evitar uma grande ondulação** na tensão de saída. Além disso, eles devem suportar uma corrente de ondulação RMS muito alta. Por outro lado, um valor desnecessariamente grande resulta em **baixo fator de potência**.

A Figura 2.23 mostra uma fonte de alimentação CC de 12V usada para alimentar uma lâmpada LED, usando uma tensão CA como entrada. A tensão CA da rede de 220V é primeiro transformada para uma baixa tensão CA usando um **transformador abaixador**.

Figura 2.23 | Circuito retificador de onda completa



Fonte: adaptada de (CIRCUITS TODAY, 2017a)

A baixa tensão CA do secundário é convertida em tensão CC pulsante usando um **retificador em ponte**. A tensão CC pulsante, assim obtida, contém ruídos. Para removê-los, é necessário um **filtro capacitivo** que filtra as ondulações da tensão CC. Um capacitor C4 é colocado paralelamente à saída, de modo que o capacitor (devido à sua impedância) permite que os sinais de baixa frequência ou o sinal CC sejam filtrado. Assim, o capacitor atua como um **filtro passa-baixa**.

A saída produzida a partir de um filtro capacitivo é uma tensão CC não regulada, o que significa que a tensão diminui ou aumenta acima de um valor específico. Para produzir uma tensão CC regulada, é utilizado um **regulador** que desenvolve uma tensão CC constante. O regulador de tensão usado é o circuito integrado (CI) **7812**, como mostrado na Figura 2.23. O CI 7812 é um regulador de tensão de 12V que restringe a saída de tensão a esse valor. Este requer uma tensão de entrada mínima para funcionar corretamente. Enquanto a tensão de entrada for suficiente para manter a operação correta do regulador, o regulador fornece uma **tensão CC mais suavizada**, na qual a ondulação de entrada do retificador é reduzida.

A tensão no secundário do transformador ( $V_{RMS}$ ) é de 12 V, mas essa é uma tensão de corrente nominal RMS. A tensão de pico ( $V_{PCAP}$ ) é a que carrega o capacitor. Assim, se os enrolamentos secundários operarem a 12 V RMS, fornecendo uma tensão de pico ( $V_{PICO}$ ) de cerca de 17 V.

$$V_{PICO} = \sqrt{2}V_{RMS} = \sqrt{2}(12) \approx 17 \text{ V} \tag{2.6}$$

Considerando a **queda de tensão em cada diodo** ( $V_D$ ) igual a **0,7 V**, a tensão de pico no capacitor ( $V_{PCAP}$ ) representada pelo o ponto 2 na

Figura 2.23 é o valor da tensão na saída do transformador, indicado pelo ponto 1, reduzido pela queda de tensão em dois diodos em série ( $2V_D$ ), resultando em **aproximadamente 15,6 V**, como equacionado em 2.7.

$$V_{PCAP} = V_{PICO} - 2V_D = 17 - 2(0,7) = 15,6 \text{ V} \quad (2.7)$$

Em cada ciclo, o capacitor carrega a tensão de pico. O capacitor deve ser grande o suficiente para que, quando o regulador forneça a corrente entre os ciclos de carga, a tensão não caia abaixo do mínimo especificado para esse regulador.

O valor do **capacitor do filtro** depende da corrente **drenada pela carga**, da **corrente do regulador**, da **quantidade de ondulação aceitável na saída CC** e da **frequência da ondulação**. Podemos calcular a **ondulação permitida** ( $\Delta V$ ) em função da tensão de pico do capacitor ( $V_{PCAP}$ ) e da tensão de entrada mínima ( $V_{MIN}$ ) para o regulador operar. Usando  $V_{PCAP} = 15,6 \text{ V}$  e  $V_{MIN}$  de  $7 \text{ V}$ , obtido do *datasheet* do regulador, resulta em:

$$\Delta V = V_{PCAP} - V_{MIN} = 15,6 - 7 = 8,6 \text{ V} \quad (2.8)$$

A capacitância é dada em função da corrente no capacitor ( $I$ ), da frequência do sinal de entrada ( $f$ ) e da ondulação ( $\Delta V$ ). A corrente no capacitor é a soma da corrente no regulador e a corrente na carga. Consideramos uma corrente ( $I$ ) de  $24 \text{ mA}$ . A frequência ( $f$ ) na saída do retificador é de  $120\text{Hz}$ , o dobro da frequência no sinal de entrada. Assim, substituindo os valores obtemos a seguinte capacitância no filtro:

$$C = \frac{I}{f\Delta V} = \frac{24(10^{-3})}{120(8,6)} = 23,25 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.9)$$

Uma vez que a **tensão de pico no secundário do transformador** é de  $17\text{V}$ , a **tensão de pico inversa** (PIV) total da ponte é calculada em função do número de diodos ( $N_{DIODOS}$ ), dado por:

$$PIV = N_{DIODOS}V_{PICO} = 4(17) = 68 \text{ V} \quad (2.10)$$

Lembre-se de que PIV é a tensão máxima que pode ser aplicada ao diodo em sua **condição de polarização inversa, sem queimá-lo**. Diodos comerciais com PIV de  $100\text{V}$  são recomendados.

Este método é uma boa aproximação. O regulador, após a saída do filtro, pode suavizar ainda mais uma quantidade da ondulação. Se a capacitância do filtro for reduzida para  $10 \text{ } \mu\text{F}$ , seu regulador pode não

ser capaz de lidar com a ondulação de tensão aumentada. Se você aumentar o seu capacitor até **25  $\mu\text{F}$** , sua ondulação diminuirá ainda mais e seu design será melhor, mas pode custar mais.



### Pesquise mais

O retificador de potência **BYW29-200** é rápido e suporta uma tensão de **200 V** e uma corrente de **8 A**. Logo, este dispositivo é amplamente utilizado em fontes de alimentação chaveada.

Nos *datasheets* dos dispositivos estão disponíveis informações como os parâmetros de operação do retificador e as suas curvas características. Para saber um pouco mais sobre ele acesse o link disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BYW29-D.PDF>>. Acesso em: 03 de dez. 2017.

## Sem medo de errar

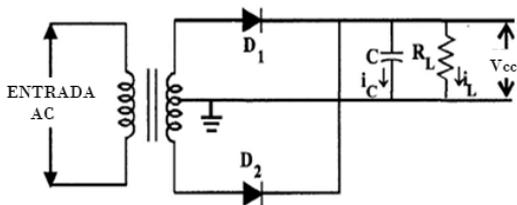
Retornando ao nosso contexto, você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto de um sistema de energia renovável**. Os sistemas de energia renovável, como os parques eólicos e as instalações de energia solar fotovoltaica, são considerados fontes de geração promissoras para cobrir o aumento contínuo da demanda de energia. Com a expansão da rede, tanto as empresas elétricas quanto seus usuários finais estão cada vez mais preocupados com a **qualidade da energia elétrica**. A qualidade da energia fornecida pela rede pode ser afetada pelos capacitores presentes nesta, principalmente porque estes podem:

- a. Apresentar **sinais harmônicos** e, portanto, perdas na eficiência dos conversores.
- b. Aumentar as **correntes capacitivas** que causam mau funcionamento de dispositivos.

Como supervisor técnico, você deve projetar o **filtro capacitivo** a ser usado na saída de um retificador de onda completa com transformador com derivação central, como mostrado na Figura 2.24. Os filtros capacitivos são usados para melhorar a qualidade do

sinhal. Quando bem projetados, estes não resultam em **distorção de corrente**, **interferência eletromagnética** e **ruído**.

Figura 2.24 | Circuito retificador de onda completa



Fonte: elaborada pelo autor.

Uma vez que o capacitor é geralmente usado na **entrada de um regulador**, a carga é considerada resistiva e a corrente que o descarrega é constante. Se alimentado pela linha CA, assumindo a **retificação de onda completa**, o capacitor deve fornecer corrente à carga por  $\frac{1}{2}$  **ciclos** (8,3 ms, considerando a frequência de 60 Hz).

A carga  $Q$  (Coulombs) removida do capacitor é  $Q = It$ , em que  $I$  é a corrente e  $t$  é tempo.

$Q$  também é dada por  $Q = C \cdot \Delta V$ , em que  $C$  é a capacitância e  $\Delta V$  é a queda de tensão à medida que a corrente flui para carga. Assim, a capacitância é dada por:

$$Q = C \cdot \Delta V = It \rightarrow C = \frac{It}{\Delta V} \quad (2.11)$$

Para uma fonte de alimentação de 2 A, 60 Hz, onda completa, onde você pode tolerar uma queda de 3V na tensão do capacitor do filtro sem que o regulador abandone a regulação, tem-se que a capacitância é igual a:

$$C = \frac{It}{\Delta V} = It \left( \frac{1}{f} \right) \left( \frac{1}{\Delta V} \right) = 2 \left( \frac{1}{120} \right) \left( \frac{1}{3} \right) = 5500 \mu F \quad (2.12)$$

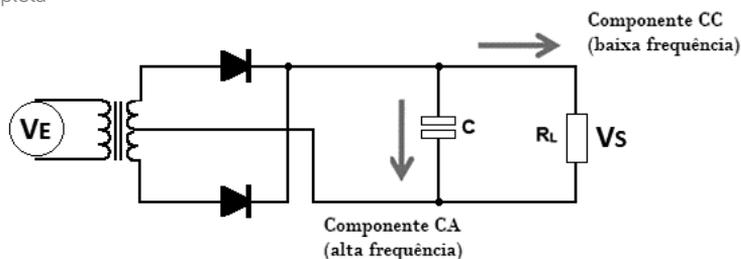
Uma **ondulação de 10%** na tensão retificada pode ser suficiente, dependendo da tensão requerida na carga. A menos que seja uma carga **puramente resistiva**, caso em que 10% é uma boa regra geral, você precisa considerar a tensão de operação mínima da carga e calcular o tamanho do capacitor de acordo.

Para um transformador com baixa resistência e uma corrente de carga constante, a regra geral é de  $10000 \mu F / A$  para 1V de ondulação e  $5000 \mu F / A$  para 2V de ondulação. **Quanto maior a tensão, menor é o capacitor.**

Como já sabemos, o capacitor fornece um caminho de baixa resistência para **componentes CC** (sinal de baixa frequência) e de alta resistência para **componentes de corrente alternada** (sinal de alta frequência). A corrente elétrica flui através de um caminho de baixa resistência. Então, quando a corrente atinge o filtro, os componentes CC experimentam uma alta resistência do capacitor e os componentes CA experimentam uma baixa resistência. Então, componentes CC encontram um caminho alternativo (caminho de baixa resistência) e circulam para o resistor de carga ( $R_L$ ) através desse caminho.

Por outro lado, os componentes CA experimentam uma baixa resistência do capacitor e passam facilmente por ele. Apenas uma pequena parte dos componentes CA passa pelo resistor de carga ( $R_L$ ) produzindo uma pequena **tensão de ondulação** na saída.

Figura 2.25 | Filtro capacitivo em paralelo com a carga resistiva num retificador de onda completa



Fonte: elaborada pelo autor.

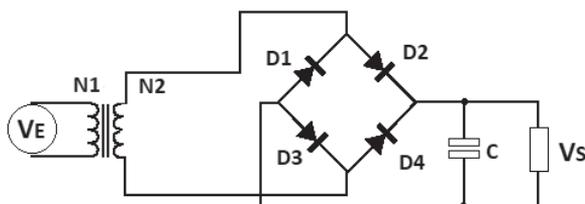
Portanto, o capacitor calculado de  $5500 \mu F$  é adequado para o projeto, sendo este o responsável por filtrar as componentes de alta frequência na carga. Assim, cumprimos o projeto do capacitor a ser usado na saída do retificador de onda completa.

### Avaliação do superaquecimento de um retificador em ponte

#### Descrição da situação-problema

Você está avaliando o **superaquecimento** de retificador construído com diodos **1N4001** e um **transformador com tensão CA** de 120 V no primário e 13 V no secundário, com corrente de operação de 3 A. O retificador avaliado está aquecendo bastante, o que prejudica a sua performance. A sua estrutura está mostrada na Figura 2.26.

Figura 2.26 | Retificador em ponte com uma das fases defeituosas



Fonte: adaptada de (ALL ABOUT CIRCUITS, 2017a)

#### Resolução da situação-problema

Ao olhar atentamente para o *datasheet* da família de **diodos 1N400x**, você verá que eles são dispositivos que operam com corrente média direta de 1 A. Uma corrente de 3 A fornecida pelo transformador é um valor bem alto para o diodo. Uma boa prática seria limitar a operação dos diodos a uma corrente inferior a 80% da corrente máxima. Nesse caso, é recomendável que o diodo opere com uma corrente máxima de 800 mA.

Além do valor da corrente, provavelmente houve a violação da **faixa de energia**. As peças possuem uma faixa térmica ( $F_T$ ) de cerca de  $87^\circ\text{C}/\text{W}$ . Ao colocar uma corrente ( $I_D$ ) de 3 A em uma queda de tensão direta ( $V_D$ ) de 0,93 volts (queda de tensão típica para corrente de 1 A obtida no *datasheet* do dispositivo), a potência ( $P_D$ ) dissipada por dispositivo é dada por:

$$P_D = V_D I_D = 0,93 * 3 = 2,79\text{W}$$

Isso significa que para a faixa térmica de  $87^\circ\text{C}/\text{W}$ , houve um aumento de temperatura ( $\Delta T_D$ ) na junção do diodo de:

$$\Delta T_D = P_D F_T = 2,79(87) = 242,73 \text{ }^\circ\text{C}$$

Essa elevada temperatura resulta em um superaquecimento. Assim, dissipadores de potência devem ser considerados para aumentar a performance do circuito e o seu tempo de vida útil.

## Faça valer a pena

**1.** Os retificadores de onda completa podem ser formados com transformador com derivação central ou retificadores em ponte. Ambos têm suas próprias vantagens em termos de eficiência, número de diodos usados etc. Mas o retificador em ponte é amplamente utilizado, porque os diodos são baratos, contrapondo o maior custo dos transformadores com derivação central.

Com base na teoria dos retificadores trifásicos, qual das alternativas a seguir descreve uma vantagem dos retificadores trifásicos em ponte em relação aos retificadores trifásicos com transformador com derivação central?

- a) Fornecem mais corrente RMS à carga.
- b) Fornecem mais corrente CC à carga.
- c) Produzem menor tensão de ondulação (ripple) na saída.
- d) Possuem o dobro da eficiência, dependendo da resistência na carga.
- e) São mais caros.

**2.** Em uma fonte de tensão com regulador, como mostrado na Figura 2.23, o valor do capacitor do filtro depende da corrente no capacitor, quantidade de ondulação aceitável na saída CC e da frequência da ondulação. Podemos calcular a ondulação permitida ( $\Delta V$ ) em função da tensão de pico do capacitor ( $V_{PCAP}$ ) e da tensão de entrada mínima ( $V_{MIN}$ ) para o regulador operar.

Considerando que a tensão de ondulação permitida ( $\Delta V$ ) na saída CC é de 0,1 V, a corrente no capacitor é de 100 mA e a frequência do sinal de entrada é de 60 Hz, calcule o valor do capacitor a ser usado no filtro de um regulador de tensão formado por um retificador de onda completa.

- a) 1333  $\mu\text{F}$ .
- b) 2533  $\mu\text{F}$ .
- c) 5333  $\mu\text{F}$ .
- d) 8333  $\mu\text{F}$ .
- e) 15333  $\mu\text{F}$ .

**3.** A conversão de corrente alternada, para produzir corrente contínua, gera sempre muito **ruído**. Em **equipamentos de entretenimento, instrumentação e teste**, o **nível de ruído** é uma questão essencial. Neles, o ruído é uma das especificações mais importantes, em que o **parâmetro NF** (número de ruído) determina a qualidade desse **equipamento**. O **retificador de onda completa** gera menos ruído devido à sua maior **frequência de operação**.

No áudio profissional, o ruído **da fonte de tensão** é facilmente ouvido como zumbido no aparelho, e o equipamento é rejeitado pelos engenheiros de som e transmissão. Qual das opções a seguir indica uma solução prática para redução de ruído de um sinal retificado?

- a) Inserção de capacitores eletrolíticos.
- b) Inserção de indutores.
- c) Aumento da resistência da carga.
- d) Eliminação dos capacitores de saída.
- e) Aumento da potência de alimentação.

# Referências

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Prentice-Hall, 2000. 479 p.
- ALL\_ABOUT\_CIRCUITS – Rectifier Circuits. Disponível em: <<https://www.allaboutcircuits.com/textbook/semiconductors/chpt-3/rectifier-circuits/>>. Acesso em: 20 dez. 2017.
- ALTERNATIVE\_ENERGY\_TUTORIALS – **Wind energy**. Disponível em: <<http://www.alternative-energy-tutorials.com/wind-energy/synchronous-generator.html>>. Acesso em: 27 out. 2017.
- CIRCUIT GLOBE. Center tapped full wave rectifier. Disponível em: <<http://circuitglobe.com/center-tapped-full-wave-rectifier.html>>. Acesso em: 5 out. 2017.
- ELECTRONICS COMMUNICATION. Power Supply Filter and Regulators. Disponível em: <<http://www.electronicandcommunications.com/2013/04/power-supply-filters-and-regulators.html>>. Acesso em: 13 nov. 2017.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: Bookman, 2012. xvi, 478 p. ISBN 9788580550450.
- PHOTOVOLTAIC CELL FUNDAMENTALS – **Photovoltaic cell fundamentals**. Disponível em: <<http://slideplayer.com/slide/10979431/>>. Acesso em: 5 out. 2017.
- RADIO ELECTRONICS – **TBJ, structure and fabrication**. Disponível em: <<http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/bipolar-transistor-bjt/structure-fabrication.php>>. Acesso em: 16 out. 2017.
- SCHOOLS\_AGLASEM – **Rectifiers**. Disponível em <<https://schools.aglasem.com/14734>>. Acesso em: 6 nov. 2017.
- UWI – **Power Electronics**. Disponível em: <[http://www.eng.uwi.tt/depts/elec/staff/rdefour/ee33d/s3\\_3pbr.html](http://www.eng.uwi.tt/depts/elec/staff/rdefour/ee33d/s3_3pbr.html)>. Acesso em: 27 out. 2017.

# Conversores CC-CC

## Convite ao estudo

Os conversores CC-CC são essenciais para alterar a amplitude da **corrente** ou **tensão contínua**, tornando-a maior ou menor. Computadores, laptops e celulares são alguns aparelhos eletrônicos que funcionam com tensão CC, sendo os conversores CC-CC essenciais no carregamento de suas baterias. Esses conversores podem operar **isolados**, estruturados com transformadores, ou **não isolados**. Ambos operam de forma não-linear e o ciclo de trabalho de suas chaves define a amplitude de tensão de saída.

Antes do desenvolvimento de conversores chaveados, os conversores lineares eram mais usados. Estes possuem sérias limitações quanto ao **aquecimento** e **baixa eficiência**. Outra desvantagem dos conversores lineares é que não podem ser usados para aumentar a tensão de saída, função desempenhada pelos conversores chaveados de elevação de tensão (*Boost*). O conversor chaveado usado para reduzir a tensão é chamado de *Bulk*. Alguns conversores possuem as duas funções, de aumentar e diminuir o sinal, tais como o *Buck-Boost*, *Cuk*, *Flyback*, *Forward* e *Push-Pull*.

Para pôr em prática todo este conhecimento, você é o **responsável técnico** contratado por uma equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Você deverá ser capaz de usar o conhecimento da eletrônica de potência para resolver os desafios que serão apresentados ao longo das seções. Nesses desafios, você apresentará soluções para problemas práticos da eletrônica de potência, propondo e avaliando **circuitos com conversores CC-CC isolados e não isolados**.

Diante desses desafios, como você aplicará o conhecimento teórico aprendido ao longo da disciplina em projetos práticos de eletrônica de potência? Como a teoria permitirá a você encontrar uma solução simples, de baixo custo e robusta? Essas são algumas questões que um técnico faz quando inicia um novo projeto.

Aluno, nessa unidade você terá seções de **conversores CC-CC não isolados e isolados**. Estudará brevemente as suas classificações, estruturas e modos de operação. Por último serão estudados detalhes dos **projetos de conversores CC-CC**. Desejo a você bons estudos e que esteja bem animado em conhecer a eletrônica de potência.

# Seção 3.1

## Conversores CC-CC não isolados

### Diálogo aberto

Um conversor CC-CC altera o nível de um sinal de tensão ou corrente contínua, tornando-o maior ou menor. Existem dois tipos de conversão contínua: **linear** e **chaveada**. Um conversor linear usa uma queda de tensão resistiva para criar e regular uma determinada tensão de saída. Já um conversor chaveado armazena a energia de entrada periodicamente e depois a fornece para a saída, resultando em uma tensão ou corrente com amplitude diferente.

A conversão ocorre de forma isolada ou não isolada. Nessa seção, estudaremos os conversores **CC-CC chaveados não isolados**. Os conversores isolados são construídos com transformadores, o que os tornam menos sujeitos a interferências e ruídos. O isolamento é de grande importância em aplicações sensíveis a ruído.

Os conversores chaveados são geralmente mais **comuns, baratos, simples e mais eficientes que os lineares**. Eles são classificados em abaixador (**Buck**), quando a tensão de saída é menor do que a tensão de entrada, e elevador (**Boost**), quando a tensão de entrada é menor do que a tensão de saída. Alguns conversores, como o **Buck-Boost** e o **Cuk** possuem ambas as funções de elevar e abaixar a tensão.

Retornando a situação problema, lembre-se que o **responsável técnico** que conhecemos na seção anterior está alocado na equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto para controlar a velocidade de um motor CC usando um conversor CC-CC**. A técnica mais utilizada para o controle da velocidade de motor é o uso da **modulação por largura de pulso (PWM – Pulse Width Modulation)**. Na modulação com PWM é possível controlar a potência ou a velocidade através da largura do pulso de uma onda quadrada. As questões do projeto é saber qual topologia de conversor usar e então calcular o ciclo de trabalho no ponto de operação, cujo valor define a amplitude da tensão na saída.

Para auxiliar nessa tarefa, vamos discutir as estruturas e a operação dos conversores CC-CC não isolados: **Buck**, **Boost**, **Buck-Boost** e **Cuk**. Vamos estudar as características e aplicações de cada estrutura. Essa seção contempla o essencial desses circuitos e pode ser enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos. Saiba que com o conhecimento adquirido aqui você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência. Espero que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho!

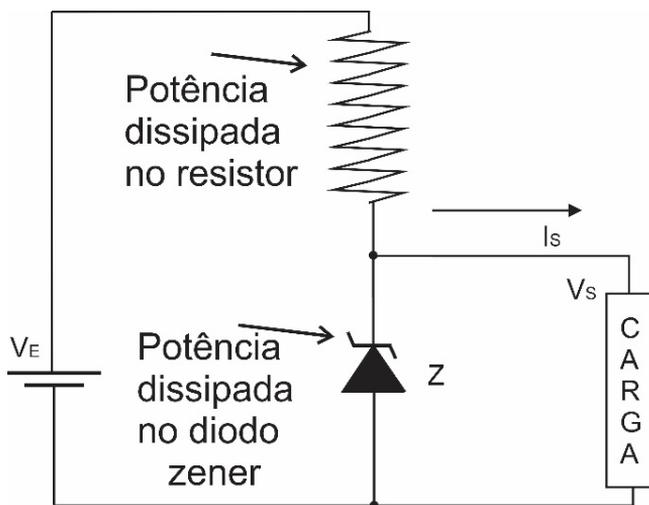
## Não pode faltar

Conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que transformam uma tensão ou corrente contínua que tem uma amplitude em uma tensão ou corrente contínua com amplitude diferente. Como os dispositivos eletrônicos operam em uma faixa de tensão, muita tensão pode destruir o dispositivo ou uma menor pode não ser capaz de executar o dispositivo. Conversores CC-CC são amplamente utilizados para produzir eficientemente uma tensão regulada a ser usada na maioria dos aparelhos, em que é necessária uma tensão constante. Assim, ele retira energia de uma fonte contínua e reduz ou aumenta o nível de tensão. As **células solares**, as **baterias** e os **termopares** são exemplos de fontes CC. Como vimos na unidade anterior, uma fonte de alimentação CA é convertida em CC usando um circuito que consiste em um **retificador** e um **filtro**. Da mesma forma, uma tensão contínua é amplificada ou reduzida para a tensão desejada usando **conversores CC-CC**. Sendo assim, é possível converter a tensão de uma bateria de 24V a 12V para acionar um **motor CC**.

Existem dois tipos de conversores CC-CC: **linear** e **chaveado**. Um conversor CC-CC linear usa uma **queda de tensão resistiva** para criar e regular uma determinada tensão de saída. Assim, ele dissipa potência em forma de calor. Figura 3.1 mostra um exemplo de um conversor linear abaixador, com um resistor e um diodo *zener* formando um divisor de tensão. O conversor linear é capaz de reduzir um nível CC, porém este **desperdiça muita potência**. Qualquer queda de tensão no resistor é dissipada como calor,

e qualquer corrente que flui através do diodo *zener* também é dissipada. Ambos os elementos resultam na perda de potência.

Figura 3.1 | Topologia fundamental do conversor CC-CC linear



Fonte: elaborada pelo autor.

A **conversão CC-CC chaveada** é mais eficiente. Seus **componentes passivos** são menores, o que reduz as perdas por calor e simplificam o **gerenciamento térmico**. Outra vantagem dos conversores chaveados é que a tensão de saída pode ser **menor** ou **maior** do que a tensão na entrada. Nos conversores lineares a tensão na saída é sempre menor que a tensão na entrada.



Refleta

Embora existam muitas vantagens, também há algumas **desvantagens com conversores CC-CC** chaveados. Eles são **barulhentos** em comparação com um **circuito linear** e precisam de um **circuito de controle** para gerenciar a transferência de potência para a carga.

Felizmente, os **modernos chips de controle do chaveamento** facilitam a tarefa de controle. Com o avanço da tecnologia dos circuitos integrados, como os conversores chaveados têm se beneficiado e tornado ainda mais atraente que os lineares?

Um conversor chaveado armazena a **tensão de entrada** periodicamente e depois a fornece para a saída em uma amplitude diferente. O armazenamento pode ser em um componente de campo magnético como um **indutor** ou um **transformador**, ou em um componente de campo elétrico, como um capacitor.

Os conversores isolados possuem transformadores, são menos complexos e fornecem isolamento entre a entrada e a saída, reduzindo a emissão de ruído da entrada para saída. As unidades isoladas possuem forte capacidade de **bloqueio de ruído** e **interferência**, proporcionando assim à carga uma fonte CC limpa que alimenta cargas sensíveis. Aplicações típicas dos conversores CC-CC isolados são em sistemas **de comunicação, entretenimento e navegação**.

Já os conversores CC-CC não isolados são geralmente **mais comuns, menores, de custo mais baixo e mais eficientes** possuindo um rendimento **em torno de 90%**. Eles têm uma grande desvantagem na conexão elétrica entre a entrada e a saída, que oferece pouca ou nenhuma proteção à carga para tensão elétrica elevada que ocorre no lado de entrada. Eles também filtram menos ruído. Os conversores não isolados são geralmente usados quando a mudança na tensão é pequena. As aplicações típicas são em equipamentos que não **requerem a supressão de ruído**.



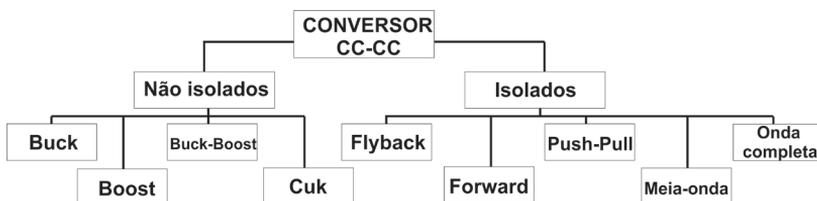
**Pesquise mais**

Os conversores isolados são mais seguros, já que o isolamento evita que a tensão na entrada seja transmitida para a saída em caso de falha interna. Os transientes de tensão na entrada não são transmitidos para a saída. Esses conversores possuem **isolamento dielétrico** completo

(sem contato elétrico) entre os circuitos de entrada e saída por meio de um transformador de alta frequência.

Nessa seção estudaremos os conversores CC-CC não isolados. Eles são classificados em **abaixador (Bulk)**, quando tensão de saída é menor e elevador (**Boost**) quando a tensão na saída é maior que a de entrada. Eles podem apresentar ambas funções de abaixar e aumentar a tensão, casos dos conversores **Buck-Boost** e **Cuk**. Os conversores isolados são classificados em **Flyback**, **Forward** e Push-Pull, **meia-ponte e ponte completa** e serão estudados na seção seguinte. Figura 3.2 resume as classificações dos conversores isolados e não isolados.

Figura 3.2 | Classificação dos conversores CC-CC



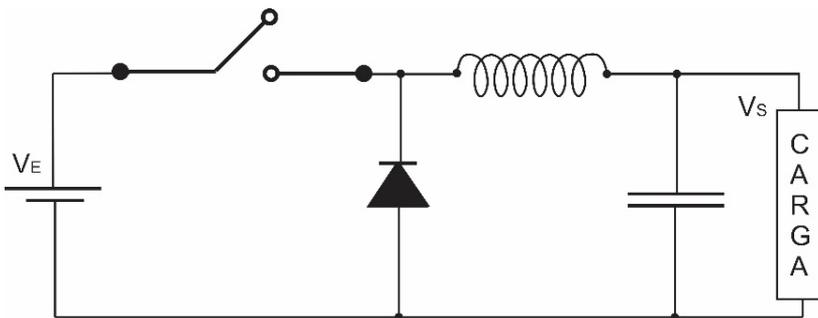
Fonte: elaborada pelo autor.

Um conversor **Buck** abaixa o nível de tensão, produzindo uma tensão menor do que a tensão de entrada. Este poderia ser usado, por exemplo, para carregar uma **bateria de lítio** de 4,2 V, a partir de uma **fonte USB** de 5 V. Em um conversor típico **Buck**, a **tensão de saída**  $V_S$  depende **da tensão de entrada**  $V_E$  e do **ciclo de chaveamento**  $D$  da chave de potência, dado pela equação:

$$V_S = D \cdot V_E \quad (3.1)$$

A Figura 3.3 mostra a topologia fundamental do conversor **Buck**. Eles são aplicados em **caminhões, ônibus, sistemas de iluminação e sistemas de som AM / FM**.

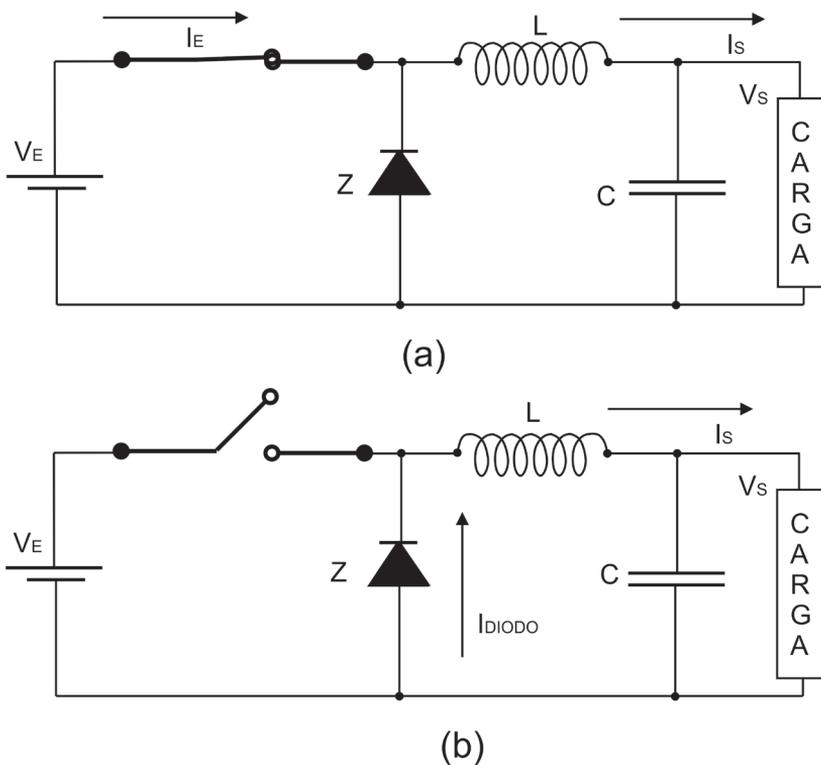
Figura 3.3 | Topologia fundamental do conversor CC-CC Buck



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 3.4 ilustra o modo de operação do conversor *Buck*. Quando o interruptor no regulador está ligado, como mostra a Figura 3.4(a), a tensão que aparece no indutor é  $V_E - V_S$ . Usando as equações do indutor, a corrente no indutor aumentará a uma taxa de  $(V_E - V_S) / L$ . Neste momento, o diodo **Z** está reversamente polarizado e não conduz. Quando o interruptor abre, como na Figura 3.4(b), a corrente ainda flui à medida que o indutor trabalha para manter a mesma corrente fluindo. Como resultado, a **corrente ainda flui no indutor e na carga**. O **diodo Z**, então, forma o caminho de retorno com a corrente no diodo ( $I_{\text{Diodo}}$ ) igual a corrente na carga ( $I_S$ ) e fluindo através dele. Com o interruptor aberto, a polaridade da tensão através do indutor reverte e, portanto, a corrente através do indutor diminui. Veja que há um **capacitor de suavização** colocado na saída do circuito na Figura 3.4. Ele garante a continuidade da tensão, especialmente durante a transição do chaveamento.

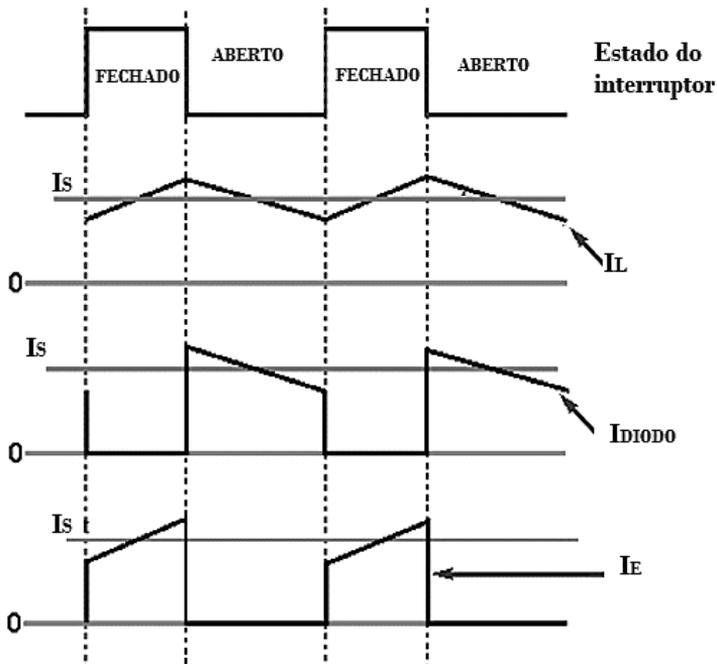
Figura 3.4 | Modos de operação do conversor Buck com o interruptor (a) fechado (b) aberto



Fonte: elaborada pelo autor.

O circuito **conversor do Buck** pode ser explicado adicionalmente examinando as formas de onda da corrente em diferentes momentos, mostradas na Figura 3.5.

Figura 3.5 | Formas de onda do conversor CC-CC Buck



Fonte: elaborada pelo autor.

No diagrama das formas de onda para o conversor, pode-se ver que a **corrente do indutor** ( $I_L$ ) é a soma das correntes do diodo ( $I_{\text{DIODO}}$ ) e da entrada ( $I_E$ ). A corrente flui através do interruptor ou do diodo. Vale a pena notar que a **corrente média de entrada** ( $I_{EM}$ ) é menor do que a corrente média de saída ( $I_{SM}$ ). Isto é esperado porque o circuito do *Buck* é muito eficiente e a **tensão de entrada** ( $V_{EM}$ ) é maior do que a **tensão de saída** ( $V_{SM}$ ).



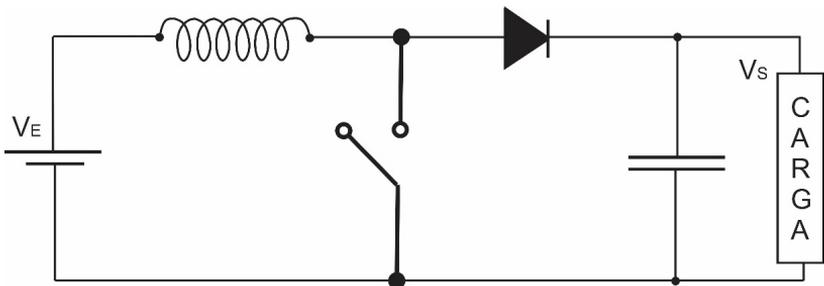
O valor de ( $I_{EM}$ ) é menor do que o valor de ( $I_{SM}$ ). Supondo um circuito ideal, em que a potência de entrada é igual a de saída, temos a relação  $V_{EM} \cdot I_{EM} = V_{SM} \cdot I_{SM}$ . Deste modo, para  $V_{SM} > V_{EM}$  tem-se que  $I_{SM} < I_{EM}$ . Em um circuito real haverá algumas perdas e a eficiência da conversão é inferior a 100%. Ainda assim, **níveis de eficiência superiores a 85%** são esperados para um circuito bem projetado.

Um conversor **Boost** eleva a tensão de uma fonte contínua, e pode ser usado, por exemplo, para alimentar vários LED em série usando uma bateria de lítio, ou fornecer uma tensão saída de 5 V para alimentar um motor CC a partir de uma bateria de 3 V. Semelhante ao conversor Buck, o conversor Boost fundamental usa os mesmos componentes passivos, mas dispostos para aumentar a tensão de entrada. A **tensão de saída  $V_S$**  depende da **tensão de entrada  $V_E$**  e do **ciclo de chaveamento  $D$**  da chave de potência resultando na Equação (3.2).

$$V_S = \frac{V_E}{1 - D} \quad (3.2)$$

A Figura 3.6 ilustra a topologia fundamental do conversor elevador. Eles são aplicados em **amplificadores de potência**, **sistemas de comunicação** e **controle adaptativo**.

Figura 3.6 | Topologia fundamental do conversor CC-CC Boost

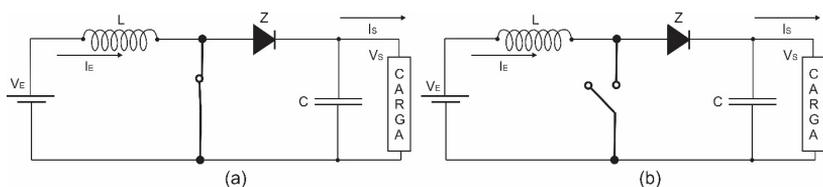


Fonte: elaborada pelo autor.

Assim como o **Buck**, o **conversor Boost** opera variando o tempo em que o indutor recebe energia da fonte. Normalmente, o tempo em que o interruptor permanece ligado é controlado por um **modulador de largura de pulso (PWM)**.

A Figura 3.7 mostra o modo de operação do conversor *Boost*. Quando o interruptor está na posição ligada, Figura 3.7 (a), a saída do indutor é conectada ao terra e a tensão  $V_E$  é aplicada sobre ele. A corrente do indutor então aumenta. Quando o interruptor é desligado, Figura 3.7 (b), a tensão através do indutor muda e é igual a  $V_S - V_E$ . A corrente que estava fluindo no indutor decai a uma taxa igual a  $(V_S - V_E) / L$ .

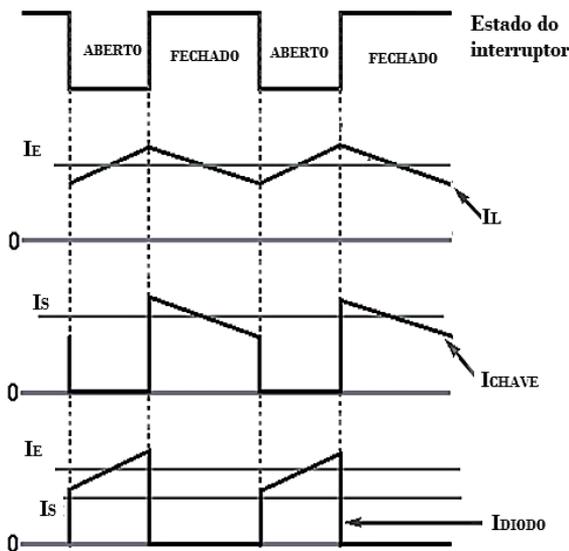
Figura 3.7 | Modos de operação do conversor Boost com o interruptor (a) fechado e (b) aberto



Fonte: elaborada pelo autor.

A operação do conversor *Boost* pode ser entendida por meio das formas de onda da corrente em diferentes partes do circuito mostradas na Figura 3.8. Veja a partir dos diagramas que a corrente de entrada ( $I_E$ ) para o conversor elevador é maior do que a corrente de saída ( $I_S$ ). Supondo um conversor perfeitamente eficiente, ou seja, sem perdas, a potência de saída deve ser igual à potência de entrada, ou seja,  $V_E \cdot I_E = V_S \cdot I_S$ . Deste modo, se  $V_S > V_E$  tem-se que  $I_S < I_E$ . Assim, a tensão maior na saída do conversor *Buck*, é garantida com uma **corrente de entrada** maior do que a **corrente de saída**. Ainda que o conversor elevador tenha perdas, níveis de eficiência acima de 85% são alcançáveis na maioria dos conversores.

Figura 3.8 | Formas de onda do conversor CC-CC *Boost*



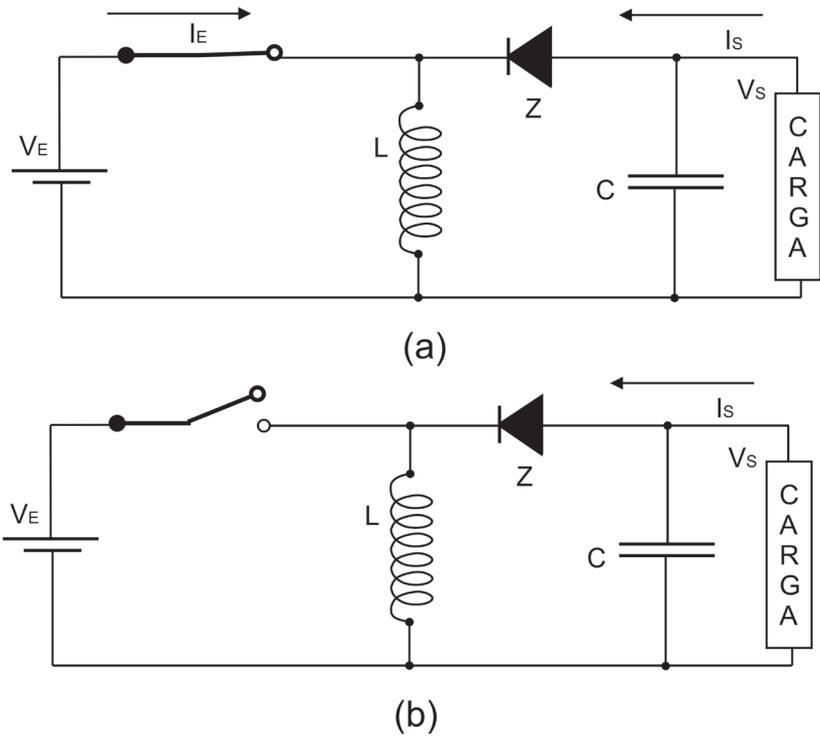
Fonte: elaborada pelo autor.

Um conversor ***Buck-Boost*** pode elevar ou abaixar a tensão de saída, produzindo uma tensão **superior** ou **inferior** à tensão de entrada. Um circuito CC-CC típico *Buck-Boost* permite que a tensão de entrada ( $V_E$ ) seja aumentada ou diminuída, dependendo do ciclo de trabalho ( $D$ ). A tensão de saída ( $V_S$ ) é dada por:

$$V_S = \frac{(1 - D) \cdot V_E}{D} \quad (3.3)$$

A sua estrutura é mostrada na Figura 3.9. Quando a chave está fechada, Figura 3.9 (a), a energia é transferida da fonte de tensão para o restante do circuito. Devido à polarização inversa do diodo  $Z$ , a corrente flui somente no indutor  $L$ , armazenando energia. Quando a chave abre, Figura 3.9 (b), a energia armazenada no indutor faz com que o diodo  $Z$  conduza, entregando tensão ao capacitor  $C$ , que por estar em paralelo com a carga, finalmente entregará a tensão na saída. Como a corrente na saída está em sentido contrário ao da entrada, a tensão na saída possui polaridade oposta a tensão de entrada.

Figura 3.9 | Operação do conversor *Buck-Boost* com o interruptor (a) fechado (b) aberto.



Fonte: elaborada pelo autor.



### Exemplificando

Dois motores CC precisam ser alimentados com tensão contínua, um com 10 V e o outro com 5 V. Uma bateria que fornece 7,5 V de tensão contínua é usada para alimentar os motores. Para ajustar a amplitude da tensão da bateria é usado um conversor *Buck-Boost*. Dessa forma, o conversor aumenta ou diminui a tensão a ser usada pelos motores, de acordo com o ciclo de trabalho da chave de potência. Com a Equação 3.3, são calculados os dois valores de ciclo de trabalho ( $D$ ) para a adequar a tensão na saída. Assim, para obter uma tensão de saída ( $V_s$ ) de 5 V a partir da tensão de entrada ( $V_e$ ) de 7,5 V tem-se que:

$$V_S = \frac{(1-D) \cdot V_E}{D} \rightarrow 5 = \frac{(1-D) \cdot 7,5}{D} \rightarrow D = 0,6 \quad (3.4)$$

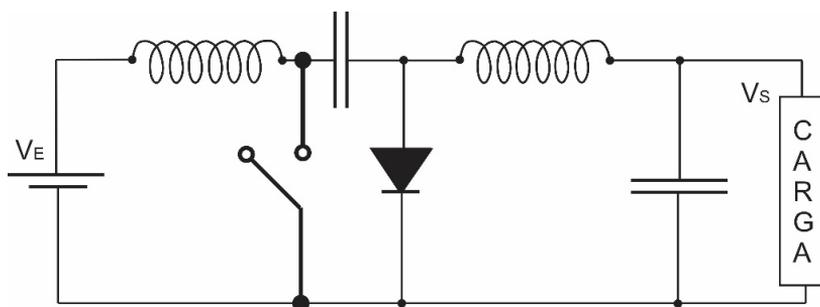
Para o motor de 10 V, tem-se que:

$$V_S = \frac{(1-D) \cdot V_E}{D} \rightarrow 10 = \frac{(1-D) \cdot 7,5}{D} \rightarrow D = 0,42 \quad (3.5)$$

Como sabemos, o ciclo de trabalho é o tempo proporcional em que a chave permanecerá fechada. Um ciclo de trabalho igual a 1, indica que a chave está fechada 100% do tempo. Logo, é necessário manter a chave 60% do tempo fechada no conversor *Buck-Boost* da Figura 3.9 para obter a tensão de 5 V. Para obter tensão de 10 V a chave deve ser mantida fechada em torno de 42% do ciclo de trabalho. O controle do tempo de operação das chaves é geralmente feito por um circuito PWM.

Um conversor **Cuk** apresenta a mesma função do *Buck-Boost* de elevar e abaixar a tensão de entrada. A diferença está na estrutura do conversor Cuk, que apresenta um indutor e um capacitor extras, formando um **filtro LC**. Essa estrutura dá vantagem ao conversor Cuk, permitindo o **fornecimento contínuo da corrente de entrada**. A Figura 3.10 mostra a topologia do Cuk.

Figura 3.10 | Topologia fundamental do conversor Cuk



Fonte: elaborada pelo autor.



Pesquise mais

Acesse o seguinte endereço e conheça o *datasheet* de um regulador de tensão que opera como um conversor Buck LM2596, um dispositivo amplamente utilizado. A série **LM2596** são circuitos integrados capazes de conduzir uma carga de 3 A com excelente regulação de linha e carga. Estes dispositivos estão disponíveis em tensões de saída fixas de 3.3 V, 5 V, 12 V e uma versão de saída ajustável. No *datasheet* estão disponíveis informações como os parâmetros de operação do conversor e as suas curvas características:

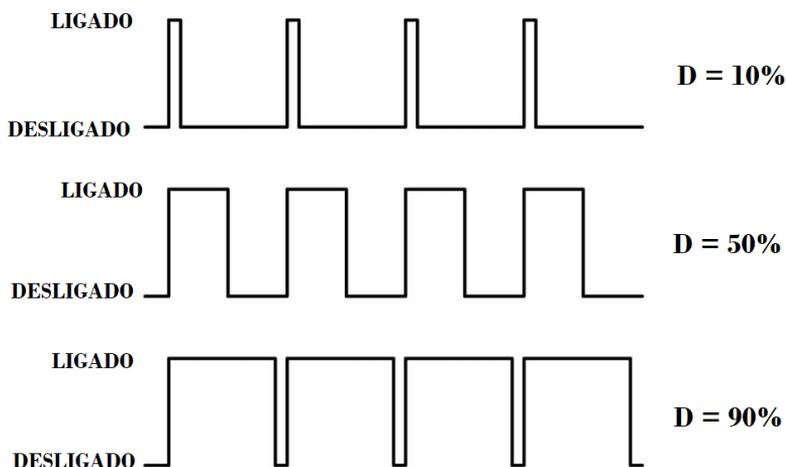
TI. LM2596 SIMPLE SWITCHER® Power Converter 150-kHz 3-A Step-Down Voltage Regulator. nov. 1999. <<https://goo.gl/N4w2i1>>. Acesso em: 13 nov. 2017.

## Sem medo de errar

Retornando à situação-problema, lembre-se que você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto para controlar a velocidade de um motor CC usando um conversor CC-CC**.

A técnica mais utilizada para o controle da velocidade de motor é o uso da **modulação por largura de pulso (PWM)**. O PWM envolve a aplicação de pulsos de largura variável para controlar a amplitude da tensão aplicada ao motor. Este método é muito eficiente, uma vez que a perda de energia é bem reduzida e não envolve o uso de qualquer equipamento complexo. A Figura 3.11 mostra o sinal de saída do PWM para ciclos de trabalho (D) de 10%, 50% e 90%.

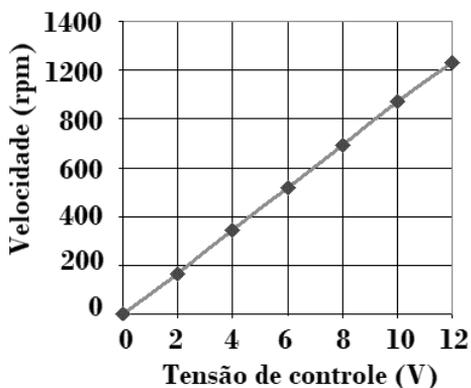
Figura 3.11 | Sinal do PWM para ciclo de trabalho de 10%, 50 % e 90%



Fonte: elaborada pelo autor.

A velocidade do motor em rotações por minuto (RPM) é dada em função da tensão aplicada neste, como mostrado na Figura 3.12. Dessa curva podemos ver que uma tensão de 8 V leva a uma velocidade de 700 RPM.

Figura 3.12 | Curva da velocidade do motor CC em função da tensão de controle



Fonte: elaborada pelo autor.

No projeto você deve controlar a velocidade de motor para que opere numa **faixa de 350 a 700 RPM**. Essa velocidade equivale a **tensão de controle de 3,5 a 7 V**. A primeira questão é qual topologia de conversor CC-CC escolher, a ser usada no controle do motor CC, sabendo que uma **fonte de tensão contínua de 10 V** está disponível. A segunda questão é saber como o PWM é usado junto ao conversor, para controlar a velocidade do motor CC na faixa de velocidade de 350 a 700 RPM.

Como a tensão da fonte (10 V) é superior à maior tensão de controle do motor (7 V), a topologia usada é a do *Buck*. A Figura 3.13 mostra a topologia do conversor *Buck*, que abaixa o nível de tensão, produzindo uma tensão menor do que a tensão de entrada. A chave usada é um transistor MOSFET, controlado pela tensão de um PWM.

Em um conversor típico *Buck*, a **tensão de saída**  $V_s$  depende **da tensão de entrada**  $V_E$  e do **ciclo de chaveamento**  $D$  da chave de potência, dado pela equação:

$$V_s = D \cdot V_E \quad (3.6)$$

Logo, deve-se calcular o ciclo de trabalho ( $D$ ) de modo que a tensão seja convertida de 10 V para 7 V, e de 10 V para 3,5 V. Logo, para se obter uma tensão de saída ( $V_s$ ) no conversor *Buck* de 7 V tem-se

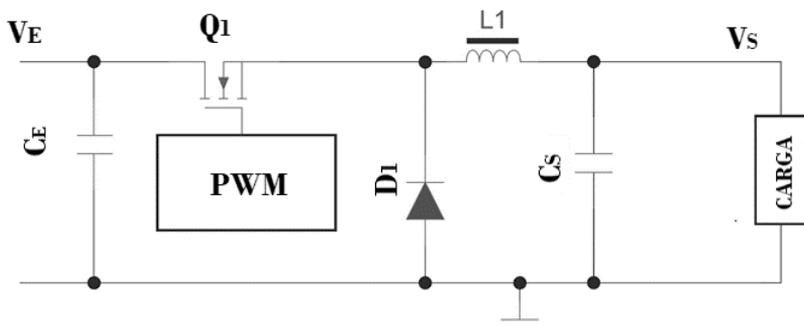
$$V_s = D \cdot V_E \rightarrow 7 = D \cdot 10 \rightarrow D = 0,7 \rightarrow D = 70\% \quad (3.7)$$

Da mesma forma, para se obter uma tensão de saída de 3,5 V, tem-se

$$V_s = D \cdot V_E \rightarrow 3,5 = D \cdot 10 \rightarrow D = 0,35 \rightarrow D = 35\% \quad (3.8)$$

Logo, o circuito PWM deve fornecer um sinal cujo ciclo de trabalho varie na faixa de 35% a 70%. Assim o MOSFET deve estar ativo entre 35% e 70% do tempo de operação do conversor.

Figura 3.13 | Topologia do conversor Buck com controle PWM



Fonte: elaborada pelo autor.

Portanto o conversor *Buck* é o escolhido. Sua topologia é simples e controlada por um PWM. A chave de potência opera em um ciclo de trabalho de **35% a 70%**, o que permite que o motor opere na faixa de velocidade de **350 a 700 RPM**.

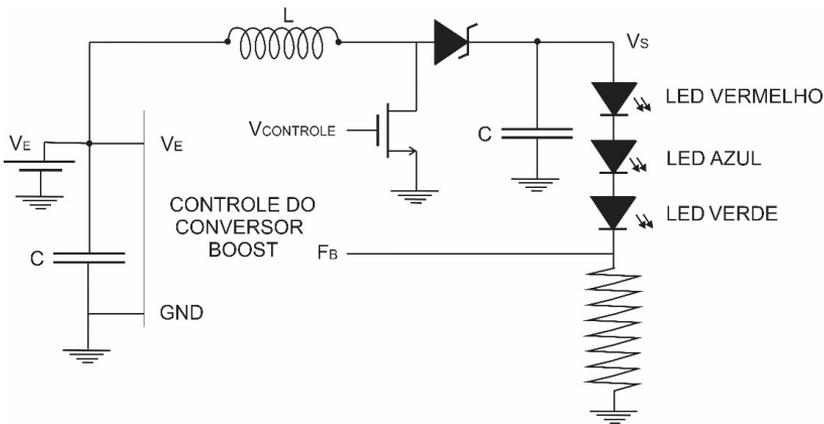
### Uso do conversor CC para acionamento

#### Descrição da situação-problema

Você está planejando alimentar alguns LED de alta potência usados em um sistema de balizamento de aeronaves em um aeroporto. Os LED são alimentados por um conversor elevador (*Boost*). Um microcontrolador é usado para controlar o ciclo de trabalho da chave de potência. A fonte de alimentação ( $V_E$ ) é de 2 V a ser usada para alimentar com a tensão de 3V **para LED vermelho**, 4 V **para LED verde** e 3,5 V **para LED azul**. Qual conversor e ciclo de trabalho de operação você deve considerar para essa aplicação?

#### Resolução da situação-problema

Figura 3.14 | Topologia do conversor *Boost* com três tipos de LED na saída



Fonte: elaborada pelo autor.

Como a tensão da fonte (2V) é inferior a tensão de alimentação dos LED (3 V, 3,5 V e 4 V), é necessário um conversor CC elevador. Um conversor **Boost** eleva a tensão de uma fonte contínua. Ele pode ser usado para alimentar vários LED em série usando uma bateria de lítio. A Figura 3.14 mostra o conversor *Boost* e os LED na saída. A **tensão de saída**  $V_S$  depende **da tensão de entrada**  $V_E$  e do **ciclo de chaveamento**  $D$  da chave de potência, obtido pelo controlador, resultando na equação

$$V_S = \frac{V_E}{1-D} \quad (3.9)$$

Logo, deve-se calcular o ciclo de trabalho ( $D$ ) de modo que a tensão seja convertida de 2 V para 3 V, para 3,5 V para 4,0 V. Para se obter uma tensão de saída ( $V_S$ ) no conversor *Boost* de 3 V tem-se:

$$V_S = \frac{V_E}{1-D} \rightarrow 3 = \frac{2}{1-D} \rightarrow 3 - 3D = 2 \rightarrow D = \frac{1}{3} = 33,3\% \quad (3.10)$$

Para se obter uma tensão de saída ( $V_S$ ) no conversor *Boost* de 3,5 V tem-se:

$$V_S = \frac{V_E}{1-D} \rightarrow 3,5 = \frac{2}{1-D} \rightarrow 3,5 - 3,5D = 2 \rightarrow D = \frac{1,5}{3,5} = 42,8\% \quad (3.11)$$

Para se obter uma tensão de saída ( $V_S$ ) no conversor *Boost* de 4 V tem-se:

$$V_S = \frac{V_E}{1-D} \rightarrow 4 = \frac{2}{1-D} \rightarrow 4 - 4D = 2 \rightarrow D = \frac{2}{4} = 50\% \quad (3.12)$$

Portanto, a **topologia Boost** possui um controlador que mantém um sinal periódico com ciclo de trabalho de **33,3 %** para acender o **LED vermelho**, **42,8%** para acender o **LED azul** e 50% para o **LED verde**.

## Faça valer a pena

**1.** Conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que transformam uma tensão ou corrente contínua que tem uma amplitude em uma tensão ou corrente contínua com amplitude diferente. Existem dois tipos de conversores CC-CC: **linear** e **chaveado**.

Com relação às opções abaixo, quais descrevem as vantagens dos conversores CC-CC chaveados em relação aos conversores CC-CC lineares?

- a) Possuem maior eficiência e a tensão de saída pode ser maior que a de entrada.
- b) Não possuem transformadores e possuem menor fator de utilização do transformador.
- c) Possuem fator de *ripple* menor e maior tensão de pico inversa.
- d) Possuem menos componentes em sua estrutura e maior taxa de harmônicos.
- e) Possuem fator de *ripple* menor e maior fator de potência.

**2.** Um conversor chaveado armazena a **tensão de entrada** periodicamente e depois a fornece para a saída em uma amplitude diferente. O armazenamento pode ser em um componente de campo magnético como um **indutor** ou um **transformador**, ou em um componente de campo elétrico, como um **capacitor**. O conversor pode ser isolado por um transformador ou não-isolado.

Com relação às opções abaixo, qual descreve uma vantagem dos conversores CC-CC isolados em relação aos conversores CC-CC não isolados?

- a) Possuem forte bloqueio de ruído e de interferência.
- b) São menores.
- c) São mais baratos.
- d) São mais eficientes.
- e) São mais comuns.

**3.** Um conversor **Boost** eleva uma tensão contínua, produzindo uma **tensão superior à tensão de entrada**. Ele pode ser usado para alimentar vários LED em série usando uma bateria de lítio, ou transformar uma tensão contínua de 3 V para alimentar um motor CC de 5 V.

Considerando uma fonte de tensão CC disponível de 5 V a ser usada para alimentar um motor CC com 5,5 V. Qual o valor do ciclo de trabalho necessário na conversão?

- a) 10%.
- b) 9,1%.
- c) 8%.
- d) 7,1%.
- e) 6,5%.

## Seção 3.2

### Conversores CC-CC isolados

#### Diálogo aberto

Estudamos na seção anterior os **conversores CC-CC não isolados**. Eles não são os mais adequados para aplicações que requerem **supressão de ruído e interferência**, como nas aplicações em **instrumentação médica**. Nessas aplicações são usados os **conversores isolados**, cujo isolamento é feito por **transformadores**. As topologias de conversores isolados estudadas nessa seção são: *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull*, *meia ponte* e *ponte completa*.

Nos conversores isolados, a **energia** é periodicamente armazenada no **enrolamento primário do transformador** e liberada periodicamente ao **enrolamento secundário e à carga**, tipicamente dentro de uma faixa de frequência de 300 kHz a 10 MHz. Ao ajustar o **ciclo de trabalho** da tensão na chave (ou seja, a relação dos tempos em que a chave fica ligada e desligada), a quantidade de energia transferida para uma carga pode ser mais facilmente controlada. Assim, a tensão na saída do retificador é função do ciclo de operação da chave de potência. Essa tensão também é função da relação entre o número de enrolamentos no primário e secundário do transformador.

Você, como **responsável técnico**, faz parte agora da equipe de **projetos de circuitos eletrônicos** e terá o desafio de avaliar transformadores a ser usado no **conversor CC-CC isolado**. O transformador é uma parte essencial nesses circuitos e o número de espiras nos enrolamentos primário e secundário determina a tensão na saída em cada topologia. Assim, é necessário avaliar os enrolamentos para selecionar o transformador adequado em cada aplicação.

Para te auxiliar nessa tarefa, vamos discutir as estruturas e a operação dos conversores CC isolados: ***Flyback***, ***Forward***, ***Push-Pull***, ***meia ponte*** e ***ponte completa***. Vamos estudar as características, modo de operação e aplicações de cada topologia. Essa seção contempla o essencial dos conversores CC isolados, e pode ser

enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos. Saiba que com o conhecimento adquirido aqui você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência.

Espero que esteja animado. Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

Os **conversores CC-CC isolados** possuem uma **tensão de isolamento** alta, de centenas de Volts, o que garante a sua capacidade de bloquear **ruído e interferência**. Assim, eles fornecem a carga uma **tensão** ou **corrente contínua** mais limpa, que é requerida por muitas cargas sensíveis.



### Refleta

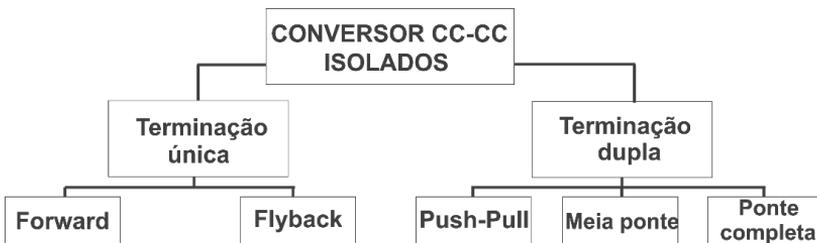
A **eficiência** é um parâmetro importante na seleção de um conversor. Em um **conversor ideal** a eficiência é de 100%, pois a potência fornecida pela fonte é entregue integralmente na saída do conversor. Na prática os conversores perdem potência, sendo comum conversores com eficiência de 85%. Outra característica importante na seleção de um conversor CC-CC é a capacidade de bloquear ruído e interferência. Será que o uso de um conversor de alta eficiência ou com isolamento ao ruído é essencial em todas as aplicações de uso comercial ou industrial?

Os conversores CC-CC isolados possuem topologia *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull*, *Meia ponte* e *Ponte completa*. Eles são classificados em **terminação única** (unidirecionais) e **terminação dupla** (bidirecionais), como mostrado na Figura 3.15. A maioria dos conversores CC-CC são unidirecionais e transferem energia em apenas uma direção, da entrada para saída. Já os conversores bidirecionais são capazes de transferir potência da entrada para saída e também o sentido oposto. Um conversor bidirecional é útil em aplicações com bateria de backup, onde a energia é fornecida à bateria para carregá-la e quando ocorrer uma situação de falta de energia a bateria pode devolver potência à fonte, por exemplo.



A maioria dos dispositivos de conversão de energia possui uma aplicação unidirecional. No entanto, aplicações como **acionamentos de motores, sistemas de energia alternativo, telecomunicações, tecnologia espacial, automotivos híbridos, carregadores de bateria, etc.**, exigem o uso de um sistema de conversão bidirecional.

Figura 3.15 | Classificação dos conversores CC-CC isolados

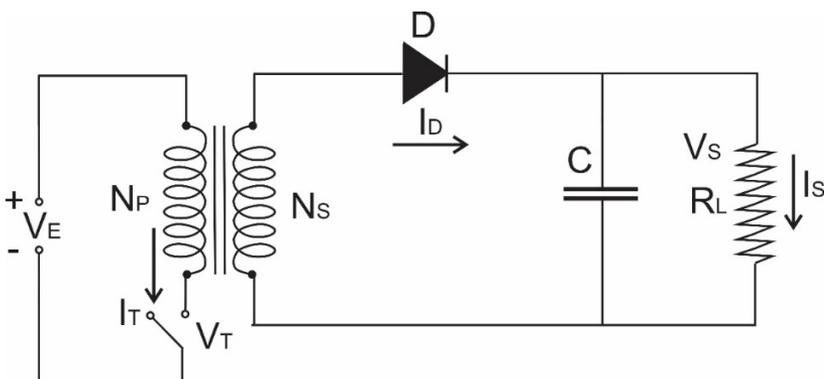


Fonte: elaborada pelo autor.

A topologia *Flyback* mostrada na Figura 3.16 é similar à do conversor *Buck-Boost*, com um **transformador** substituindo o **indutor de armazenamento**. O transformador não só fornece **isolamento**, mas ao variar o **número de suas espiras**, a tensão de saída pode ser ajustada. O *Flyback* é o **mais simples** e **mais comum** dos conversores isolados para **aplicações em baixa potência**. Como este gera **correntes de pico muito altas**, a topologia não é recomendada para **corrente de saída acima de 10 A**.

Uma vantagem da topologia *Flyback* sobre as outras topologias isoladas é que muitas delas requerem um **indutor de armazenamento** separado. Uma vez que o transformador do *Flyback* opera igual ao indutor de armazenamento, não é necessário um indutor extra. Isso, juntamente com o fato de que o circuito é simples, torna a topologia *Flyback* **econômica** e **popular**.

Figura 3.16 | Topologia fundamental do conversor CC-CC *Flyback*



Fonte: elaborada pelo autor.

Quando o interruptor **T** está fechado, a tensão de alimentação  $V_E$  está conectada através do enrolamento primário do **transformador**, que atua como um **indutor de armazenamento**, e o diodo **D** de saída não conduz. A corrente  $I_T$  aumenta linearmente, acumulando energia no transformador, até que o **interruptor T seja aberto**. Quando isso acontece, a tensão no transformador é convertida do primário para o secundário e a energia armazenada é transferida para o capacitor de saída **C** e carga  $R_L$ . Portanto, a **energia é armazenada** no enrolamento primário do transformador quando o interruptor **T** está fechado e transferida para a saída secundária quando **T** está aberto. Considerando que  $n = N_p / N_s$  é a razão de espiras no primário ( $N_p$ ) e no secundário ( $N_s$ ) do transformador,  $V_E$  a tensão de entrada e  $d$  o ciclo de trabalho do interruptor, a tensão na saída  $V_S$  do conversor *Flyback* é dada por:

$$V_S = \frac{V_E}{n} \frac{d}{1-d} \quad (3.13)$$

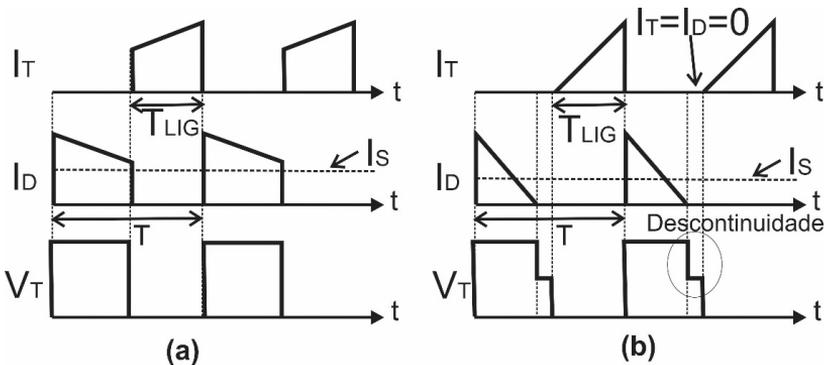
Observe que uma variação no ciclo de trabalho do interruptor, altera a quantidade de energia armazenada no transformador durante cada ciclo. Isso permite que a tensão de saída do conversor seja **alterada** e **controlada**.



Uma desvantagem deste tipo de conversor é que os capacitores de saída estão sujeitos a ondulações elevadas devido às altas correntes de pico geradas nas chaves. Dessa forma, é necessário ter cuidado para que as ondulações estejam especificadas corretamente e assim garantir que a confiabilidade e a vida útil não sejam comprometidas.

O conversor *Flyback* tem **dois modos de operação** dependendo se a indutância primária do transformador está completamente **desmagnetizada** ou **não**. No modo contínuo a corrente sempre flui continuamente pelo interruptor ( $I_T$ ) ou pelo diodo ( $I_D$ ). No modo descontinuo, a corrente no diodo ( $I_D$ ) e no interruptor ( $I_T$ ) atingem zero antes do final do período de chaveamento (quando o interruptor está desligado), resultando em uma descontinuidade. Neste momento, o capacitor alimenta a carga mantendo o valor da corrente na saída ( $I_S$ ). As formas de onda do *Flyback* nos dois modos estão mostradas na Figura 3.17. A Tabela 3.1 apresenta as características de cada modo.

Figura 3.17 | Formas de onda do *Flyback* nos modos (a) contínuo e (b) descontinuo



Fonte: elaborada pelo autor.

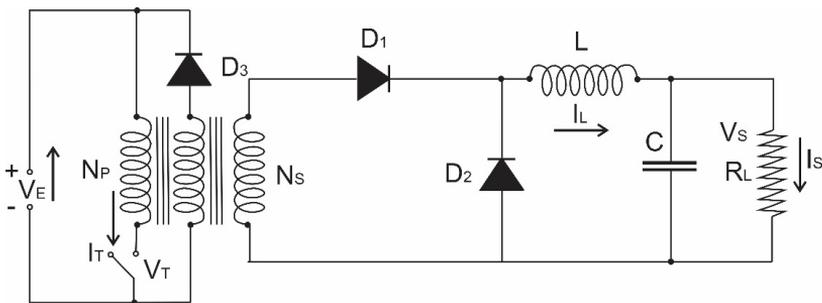
Tabela 3.1 | Características do *Flyback*: modo contínuo e descontinuo

Modo contínuo	Modo descontinuo
Corrente de pico no retificador e na chave é metade daquela no modo descontinuo	Malha de realimentação fácil de estabilizar
Tensão de <i>ripple</i> baixa, de modo que a capacitância na saída do modo contínuo é metade daquela no modo descontinuo	Perdas zero no chaveamento do interruptor, apresentando boa resposta transiente

Fonte: adaptada de Nptel\_Power Supply (2017).

O conversor *Forward* é essencialmente um conversor *Buck* isolado por um transformador. Como a topologia *Flyback*, o conversor *Forward* é adequado para **aplicações de baixa potência**, sendo comumente usado para a potência de saída até 250 W. Embora a eficiência seja comparável ao *Flyback*, ele tem a desvantagem de ter um **indutor adicional** na saída e não é adequado para **saídas de alta tensão**. O conversor *Forward* possui a vantagem sobre o conversor *Flyback* quando são necessárias **altas correntes de saída**. Uma vez que a corrente de saída não é pulsante, ele é adequado para aplicações em que a **corrente seja superior a 15 A**.

Figura 3.18 | Topologia do Conversor CC *Forward*

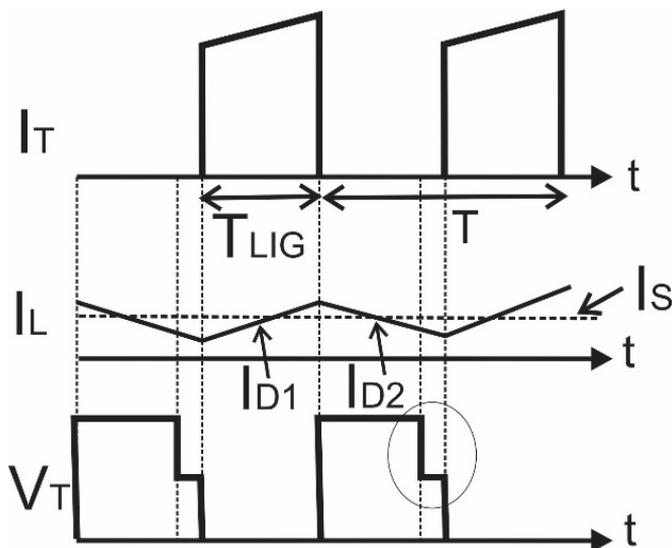


Fonte: elaborada pelo autor.

O conversor *Forward* mostrado na Figura 3.18 é uma alternativa viável ao *Flyback*, sempre que necessário aumentar ou diminuir uma tensão usando uma **isolação galvânica**. Quando o **interruptor T está fechado**, as correntes  $I_T$  e  $I_L$  aumentam linearmente e  $I_L$  flui através do indutor para o capacitor e a carga. Dessa forma a energia é transferida para a **saída e armazenada no indutor**. Quando o **interruptor T é aberto**, a energia armazenada no indutor faz com que a corrente  $I_L$  continue a fluir para a saída. A Figura 3.19 mostra a forma de onda da tensão ( $V_T$ ) e corrente ( $I_T$ ) no interruptor e da corrente no indutor ( $I_L$ ). Note que a corrente passa pelo diodo  $D_1$  quando o indutor está recebendo energia da fonte e passa por  $D_2$  quando o indutor fornece energia para carga. Tal como acontece com o conversor *Flyback*, o controle do ciclo de operação ( $d$ ) do interruptor, permite a variação da quantidade de energia armazenada no indutor. Isso permite controlar a tensão de saída ( $V_S$ ) no conversor. Assim, a relação entre a **tensão na saída** ( $V_S$ ) e a **tensão na entrada** ( $V_E$ ) é obtida em função de  $n = N_P / N_S$ , a razão de espiras do transformador, o que resulta em:

$$V_S = d \frac{V_E}{n} \quad (3.14)$$

Figura 3.19 | Formas de onda do conversor CC *Forward*

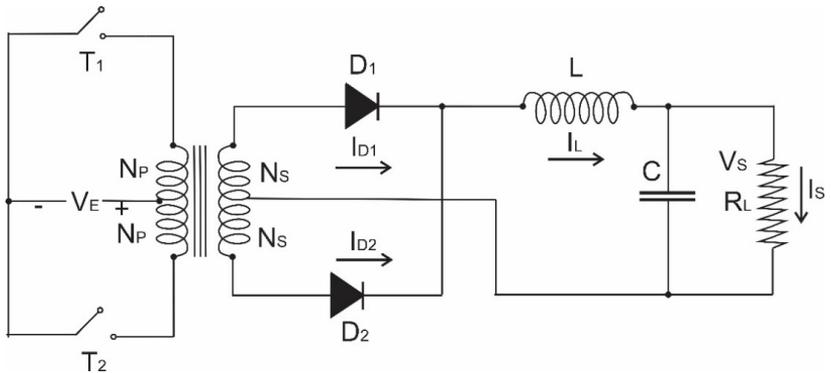


Fonte: elaborado pelo autor.

Outro conversor CC-CC isolado é o *Push-Pull*. O termo *Push-Pull* é associado a dois interruptores que estão conectados ao **terminal positivo** ou **negativo da fonte de alimentação CC**. A topologia *Push-Pull* é essencialmente um conversor *Forward* com **dois enrolamentos primários**. Isso torna o uso do núcleo do transformador mais eficiente do que o *Flyback* ou o *Forward*.

A Figura 3.20 mostra a topologia do conversor *Push-Pull*. Os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  são alternadamente ligados. Com o interruptor  $T_1$  **fechado** o diodo  $D_1$  conduz e a energia é armazenada simultaneamente no indutor e fornecida à carga. Com  $T_1$  e  $T_2$  **aberto**, a energia armazenada no indutor continua a fornecer a corrente através dos **diodos paralelos**  $D_1$  e  $D_2$ . Quando o interruptor  $T_2$  **fecha**, o diodo  $D_1$  continua a conduzir e o diodo  $D_2$  deixa de conduzir e o processo se repete.

Figura 3.20 | Topologia do conversor CC *Push-Pull*



Fonte: elaborada pelo autor.

A relação entre a tensão na entrada ( $V_E$ ), tensão na saída ( $V_S$ ), razão de enrolamentos no transformador ( $n$ ) e o ciclo de trabalho ( $d$ ) é dada por

$$V_S = 2d \frac{V_E}{n} \quad (3.15)$$



## Exemplificando

Um conversor *Push-Pull* deve fornecer uma tensão constante de 5 V a partir de uma fonte de alimentação de 8 V. Sabendo que o controle das chaves é fixo, com ciclo de trabalho de 50%, qual taxa de enrolamento do transformador você deve usar para obter a tensão desejada na saída no conversor?

Usando a Equação 3.15 temos que:

$$V_s = 2d \frac{V_E}{n} = 2(50\%) \frac{8}{n}$$

$$5 = 100\% \frac{8}{n}$$

$$n = \frac{8}{5}$$

A razão entre o número de espiras no primário e no secundário é dado por  $n$ , de modo que são necessárias 5 espiras no secundário a cada 8 espiras no primário.

A Figura 3.21 mostra a forma de onda das correntes ( $I_{T1}$  e  $I_{T2}$ ) e tensões ( $V_{T1}$  e  $V_{T2}$ ) nas chaves  $T_1$  e  $T_2$ , e as correntes no indutor ( $I_L$ ) e na saída ( $I_S$ ). A corrente  $I_L$  possui o dobro da frequência da corrente  $I_T$ . Isso porque o secundário do conversor opera numa frequência **duas vezes a frequência de chaveamento**. Observe um tempo  $td$  entre o final da condução de um interruptor e o tempo de ativação do outro. Ele é necessário para evitar a **condução simultânea dos dois interruptores**.

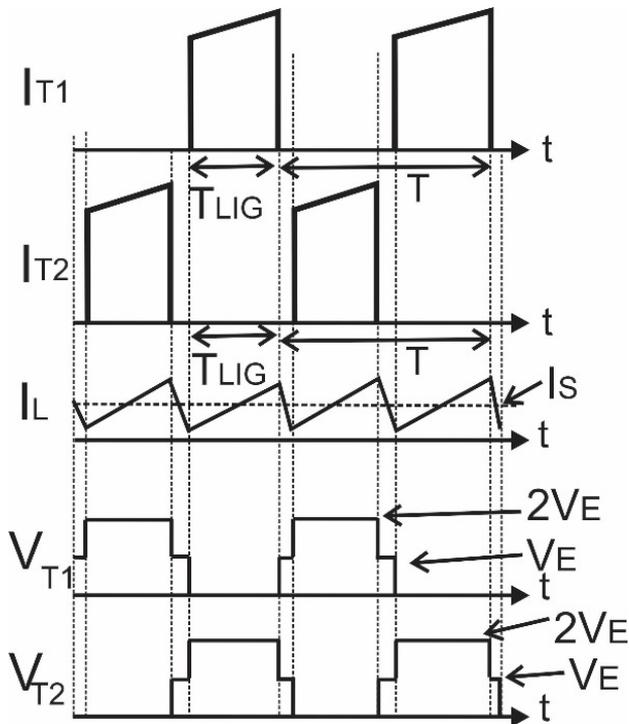


## Assimile

No controle do *Push-Pull* é necessário ter cuidado para não ligar ambos os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  ao mesmo tempo. Isso causará

um fluxo igual e oposto no transformador, resultando em uma baixa impedância e uma corrente muito grande fluindo através do interruptor, destruindo-o. Um outro cuidado com a topologia *Push-Pull* é que as tensões do interruptor são muito altas, o dobro da tensão de entrada ( $V_E$ ), como mostrado na Figura 3.21.

Figura 3.21 | Forma de onda do conversor *Push-Pull*



Fonte: elaborada pelo autor.

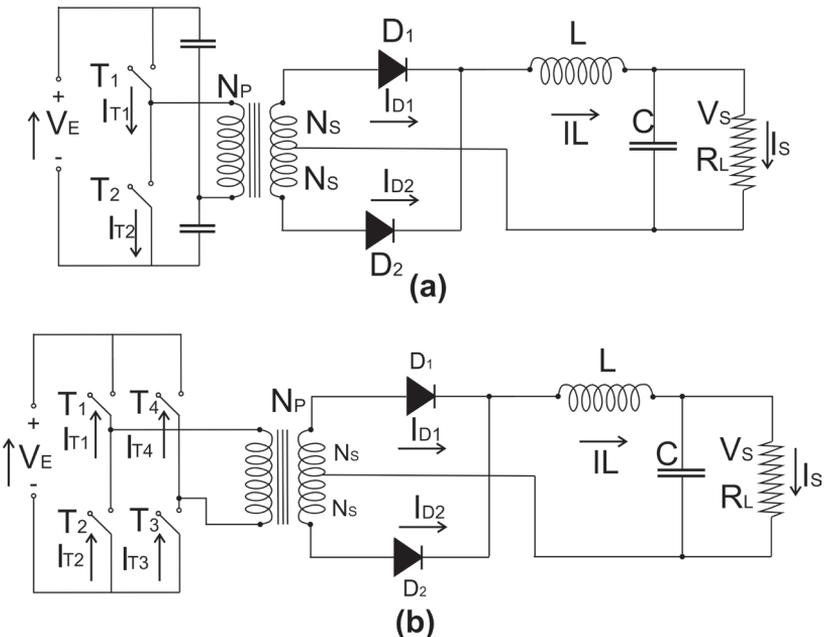
A topologia **meia ponte**, assim como a topologia *Push-Pull*, pode operar com níveis de potência mais elevados e é baseada na topologia do conversor *Forward*. Esta topologia, mostrada na Figura

3.22 (a), pode ser usada em aplicações com potência de saída até 500 W. Por outro lado, são menos adequados para aplicações com **corrente de saída elevada**. Uma vantagem em relação ao *Push-Pull* é que as tensões nas chaves do conversor em meia ponte são iguais à tensão de entrada.

Como no *Push-Pull*, os interruptores  $T_1$  e  $T_2$ , do conversor em meia ponte são alternadamente ligados, e assim também opera com um período  $td$  para evitar que ambos os interruptores operem fechados ao mesmo tempo. Esse tempo é indispensável para evitar o curto-circuito, mas limita o ciclo de operação da chave em cerca de **45%**. No conversor em meia ponte a relação entre a tensão de entrada ( $V_E$ ), tensão de saída ( $V_S$ ), razão de enrolamentos no transformador ( $n$ ) e o ciclo de trabalho ( $d$ ) é dada por

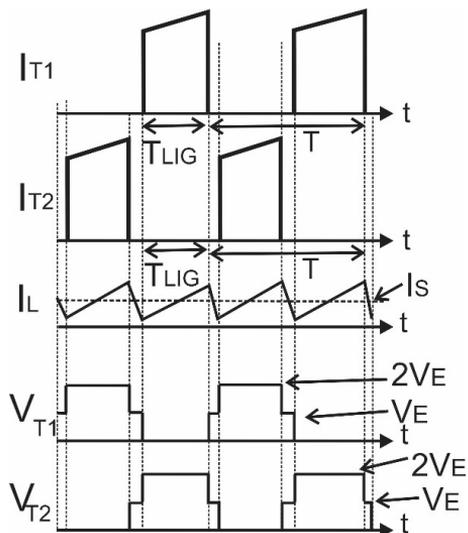
$$V_S = d \frac{V_E}{n} \quad (3.16)$$

Figura 3.22 | Topologia do conversor CC de (a) meia ponte e (b) ponte completa



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 3.23 | Formas de onda do conversor em meia ponte



Fonte: elaborada pelo autor.

A **ponte completa** fornece duas vezes a **potência de saída do circuito em meia ponte**. No entanto, como mostrado na Figura 3.22 (b), esta topologia requer **4 interruptores e seus respectivos diodos**. Os interruptores são chaveados em pares  $T_1$  e  $T_3$ ,  $T_2$  e  $T_4$ , conduzindo corrente alternadamente. No conversor em ponte completa a relação entre a tensão na entrada ( $V_E$ ), tensão na saída ( $V_S$ ), razão de enrolamentos no transformador ( $n$ ) e o ciclo de trabalho ( $d$ ) é dada por:

$$V_S = 2d \frac{V_E}{n} \quad (3.17)$$



**Pesquise mais**

O **LT3511** é um conversor isolado de alta tensão projetado com a topologia *Flyback*. O LT3511 opera numa **faixa de tensão de entrada de 4.5 V a 100 V** e entrega até 2,5 W de potência de saída isolada. Ele é aplicado em fontes de alimentação na área médica, automotiva

e industrial. O datasheet com suas características elétricas e térmicas está disponível em:

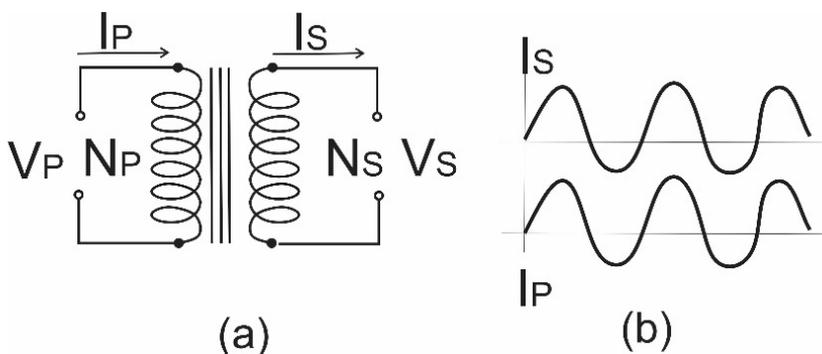
<<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3511fc.pdf>>. Acesso em: 16 nov. 2017.

## Sem medo de errar

Retomando a situação problema, você é o **responsável técnico** contratado por uma equipe de **projetos de circuitos eletrônicos** e terá o desafio de avaliar transformadores a ser usado no **conversor CC-CC isolado**. A avaliação do transformador é baseada na razão entre o número de espiras do enrolamento primário ( $N_p$ ) e do enrolamento secundário ( $N_s$ ). Esta razão define o valor da tensão transformada no secundário, pela seguinte relação:

$$n = \frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.18)$$

Figura 3.24 | Diagrama de um transformador monofásico em (a) e formas de onda da corrente em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 3.24 (a) mostra o diagrama do transformador monofásico a ser usado no inversor. Se a tensão de saída no secundário ( $V_S$ ) for inferior à da tensão de entrada no primário ( $V_P$ ), o transformador é conhecido como **transformador abaixador**. Caso contrário, este é chamado de **transformador elevador**. A Figura 3.24 (b) mostra que o sinal no primário está em fase com o do secundário.

Como responsável técnico você deve avaliar a razão de espiras ( $n = N_P / N_S$ ) nos enrolamentos do primário e do secundário dos transformadores a serem usados nas seguintes topologias de conversores isolados: *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull* meia-ponte e ponte. Para essa atividade está disponível um circuito gerador de **onda quadrada**, cujo **ciclo de trabalho é fixo e de 60%**. Dessa forma, como supervisor técnico, você deve avaliar qual a **razão entre os enrolamentos primários e secundários dos conversores CC-CC para transformar uma tensão de entrada ( $V_E$ ) de 15 V em uma tensão na saída ( $V_S$ ) de 10 V**.

Para resolver essa questão deve-se usar a relação entre a tensão de entrada ( $V_E$ ), a tensão de saída ( $V_S$ ) e o ciclo de trabalho ( $d$ ) em cada uma das topologias de conversores CC-CC e assim calcular a relação de espiras ( $n$ ). Em um conversor *Flyback* essa relação é dada pela Equação 3.19. Com essa equação o valor de  $n$ , é calculador por:

$$V_S = \frac{V_E}{n} \frac{d}{1-d} \quad (3.19)$$

$$10 = \frac{15}{n} \frac{0,6}{1-0,6}$$

$$10 = \frac{9}{0,4n}$$

$$n = \frac{9}{4}$$

Da mesma forma, para o conversor *Forward* o valor de  $n$  é dado por:

$$V_s = d \frac{V_E}{n} \quad (3.20)$$

$$10 = 0,6 \frac{15}{n}$$

$$10 = \frac{9}{n}$$

$$n = \frac{9}{10}$$

Para o conversor *Push-Pull* o valor de  $n$  é dado por:

$$V_s = 2d \frac{V_E}{n} \quad (3.21)$$

$$10 = 2(0,6) \frac{15}{n}$$

$$n = \frac{9}{5}$$

Para o conversor meia-ponte o valor de  $n$  é dado por:

$$V_s = d \frac{V_E}{n} \quad (3.22)$$

$$10 = 0,6 \frac{15}{n}$$

$$n = \frac{9}{10}$$

Para o conversor ponte completa o valor de  $n$  é dado por:

$$V_s = 2d \frac{V_E}{n} \quad (3.23)$$

$$10 = 2(0,6) \frac{15}{n}$$

$$n = \frac{9}{5}$$

É interessante observar que os transformadores dos conversores *Flyback*, *Push-Pull* e ponte completa apresentam o número de espiras no primário maior que no secundário. Logo estes possuem tensão no secundário menor do que no primário, sendo conhecidos como **transformadores abaixadores**. Os conversores *Forward* e meia-onda utilizam **transformadores elevadores**, por transformarem uma tensão no primário em uma tensão com maior amplitude no secundário.

Sendo assim, com base nos cálculos da razão ( $n$ ) de espiras de cada conversor, teoricamente os conversores *Forward* e meia ponte são os que precisam de mais espiras para transformação correta da tensão. Seriam necessárias **9 espiras no primário e 10 espiras no secundário**. Por outro lado, o conversor *Flyback* requer **9 espiras no primário e 4 espiras no secundário**. Portanto, podemos concluir que o transformador usado no *Forward* e meia ponte requerem um maior número de espiras o que o torna o **maior dissipador de potência**.

Como mostrado, o tipo de transformador usado em cada conversor CC-CC é função da **tensão de entrada**, **tensão de saída**, ciclo de trabalho dos interruptores, e da sua **topologia**, e estes devem ser avaliados durante o projeto.

### Projeto de conversor CC-CC Flyback

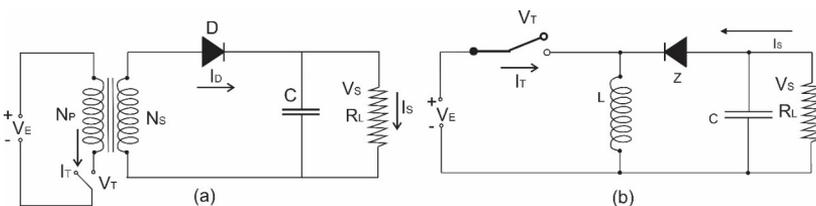
#### Descrição da situação-problema

Você está projetando um conversor CC-CC *Flyback* que opera com **faixa de tensão de entrada** ( $V_E$ ) de **5 a 10 V** e possui uma **alta eficiência** ( $\eta$ ) de **90%**. No projeto do conversor você deve encontrar a **faixa de tensão de saída** do circuito, ou seja, o valor de tensão mínima e tensão máxima na saída do conversor. O conversor possui um transformador com **relação das espiras** ( $n$ ) de **1:8**. Para controlar a chave do conversor está disponível um circuito oscilador em anel, que gera um sinal de **onda quadrada com 50% de ciclo de trabalho** ( $d$ ).

#### Resolução da situação-problema

O conversor *Flyback* funciona semelhantemente ao conversor *Buck-Boost*. Assim, ele desempenha tanto o papel do **Buck**, como um **abaixador de tensão** na saída, quanto o do **Boost**, **elevando a tensão na saída**. A Figura 3.25 mostra essa equivalência dos conversores *Flyback* e *Buck-Boost*.

Figura 3.25 | Topologia dos Conversores (a) *Flyback* e (b) *Buck-Boost*



Fonte: elaborada pelo autor.

A tensão na saída ( $V_S$ ) do conversor *Flyback* é calculada por:

$$V_S = \frac{V_E}{n} \frac{d}{1-d} \quad (3.24)$$

Considerando a **tensão de saída mínima** ( $V_{SMIN}$ ), a **tensão de entrada mínima** ( $V_{EMIN}$ ) e a **eficiência** ( $\eta$ ) da conversão, esta equação é alterada para

$$V_{SMIN} = \frac{V_{EMIN}}{n} \frac{d}{1-d} (\eta) \quad (3.25)$$

Substituindo os valores, temos que:

$$V_{SMIN} = \frac{5}{(1/8)} \frac{(50\%)}{(1-50\%)} (90\%)$$
$$V_{SMIN} = 36V$$

Fazendo o mesmo para a **tensão de saída máxima** ( $V_{SMAX}$ ), a **tensão de entrada máxima** ( $V_{EMAX}$ ) e a **eficiência** ( $\eta$ ), esta equação é alterada para

$$V_{SMAX} = \frac{V_{EMAX}}{n} \frac{d}{1-d} (\eta) \quad (3.26)$$

Substituindo os valores, temos que:

$$V_{SMAX} = \frac{10}{(1/8)} \frac{(50\%)}{(1-50\%)} (90\%)$$
$$V_{SMAX} = 72V$$

A faixa de tensão na saída do conversor projetado é de 36 V a 72 V. Portanto, o conversor *Flyback* projetado desempenha a função de aumentar o **nível de tensão na entrada**, o que é um requisito de cargas que demandam maior tensão.

## Faça valer a pena

**1.** No conversor *Push-Pull*, os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  são alternadamente ligados. Com o interruptor  $T_1$  **fechado** o diodo  $D_1$  conduz e a energia é armazenada simultaneamente no indutor e fornecida à carga. Com  $T_1$  e  $T_2$  **abertos**, a energia armazenada no indutor continua a fornecer a corrente através dos **diodos paralelos**  $D_1$  e  $D_2$ . Quando o interruptor  $T_2$  **fecha**, o diodo  $D_1$  continua a conduzir e o diodo  $D_2$  deixa de conduzir e o processo se repete.

Com relação às opções abaixo, qual descreve a importância de ter um tempo entre o final da condução de um interruptor e o tempo de ativação do outro?

- a) Para evitar a condução simultânea dos dois interruptores,  $T_1$  e  $T_2$ .
- b) Para aumentar a eficiência da conversão CC-CC.
- c) Para aumentar o isolamento do transformador e assim reduzir o ruído na saída.
- d) Para reduzir a tensão de *ripple* na saída do conversor.
- e) Para reduzir a dissipação de calor nas chaves de potência.

**2.** O conversor *Flyback* tem **dois modos de operação** dependendo se a indutância primária do transformador está completamente **desmagnetizada** ou **não**. No modo contínuo a corrente sempre flui continuamente pelo interruptor ( $I_T$ ) ou pelo diodo ( $I_D$ ). No modo descontínuo, a corrente no diodo ( $I_D$ ) e no interruptor ( $I_T$ ) atingem zero antes do final do período de chaveamento (quando o interruptor está desligado), resultando em uma descontinuidade.

Qual das opções seguintes indica uma vantagem dos conversores *Flyback* operar no **modo contínuo** em comparação ao modo descontínuo?

- a) Possui fraco isolamento de ruído e de interferência.
- b) Corrente de pico nas chaves é metade daquela no modo descontínuo.
- c) Tensão de *ripple* baixa, de modo que a capacitância na saída do modo contínuo é o dobro daquela no modo descontínuo.
- d) Malha de realimentação fácil de estabilizar.
- e) Perdas zero no chaveamento do interruptor, apresentando boa resposta transiente.

**3.** O conversor CC-CC **Forward** é um circuito isolado por um transformador. Ele é adequado para aplicações de baixa potência, sendo comumente usado para a potência de saída até 250 W. Este conversor eleva ou abaixa uma tensão contínua, produzindo uma **tensão superior ou inferior à tensão de entrada**. Ele pode ser usado para alimentar um motor CC a partir de uma bateria.

Considere uma fonte de tensão CC de 1 V para alimentar um motor CC com 7,5 V. Está disponível um transformador com relação de espiras  $N_s / N_p = 1.6$  Qual o ciclo de trabalho necessário para a ajustar a tensão na fonte ao nível de tensão do motor CC usando a topologia *Forward*?

- a) 100%.
- b) 91%.
- c) 80%.
- d) 71%.
- e) 65%.

## Seção 3.3

### Projeto de conversores CC-CC

#### Diálogo aberto

Nas seções anteriores você conheceu os conversores CC **não isolados e os isolados** que operam com um transformador isolando o sinal na entrada do sinal na saída do conversor. Assim, o sinal na saída do conversor possui menos interferência e ruído. O ruído está presente tanto na corrente quanto na tensão de saída do circuito. A presença do ruído é um dos motivos de se usar capacitores e indutores no conversor CC. Esses dispositivos atuam filtrando o sinal na saída. O tamanho do indutor depende **da amplitude do ruído na corrente** que você deseja passar pelo indutor. O tamanho do capacitor depende da amplitude do **ruído na tensão** que você deseja na carga. Nessa seção você aprenderá a dimensionar o indutor e o capacitor em seu conversor CC-CC.

A seleção do conversor CC-CC requer que você conheça as topologias, já estudadas anteriormente, e os parâmetros como a **eficiência, frequência de chaveamento, função de transferência, faixa de corrente na entrada e na saída e faixa de tensão na entrada e na saída**. Com esse conhecimento você pode avaliar qual o circuito mais adequado para a sua aplicação.

Você, como **responsável técnico**, faz parte agora da equipe de **projetos de circuitos eletrônicos** e terá o desafio de desenvolver um **conversor CC-CC** tipo *Boost*. A grande questão do projeto é saber como dimensionar o capacitor e o indutor de saída para que o conversor opere de acordo com as especificações do projeto. O dimensionamento desses dispositivos é em função do ruído na tensão na carga e do ruído no indutor.

Para te auxiliar nessa tarefa, vamos discutir os parâmetros dos conversores CC-CC. Você conhecerá como os parâmetros estão relacionados ao desempenho dos conversores, que são importantes na seleção de um conversor. Essa seção contempla o dimensionamento de capacitor e indutor dos conversores, e pode ser enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos.

Saiba que com o conhecimento adquirido aqui você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência.

Espero que esteja animado! Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

Nas duas seções anteriores foram estudadas as topologias de **conversores CC-CC** isolados e não isolados. A seleção da topologia a ser usada em um projeto depende de diversos parâmetros além do isolamento. Alguns desses parâmetros como a **eficiência**, o **custo relativo**, os tipos de **componentes magnéticos** e **função de transferência** ( $V_S / V_E$ ) são mostrados na Tabela 3.2. O custo relativo está associado aos diferentes componentes usados em cada topologia de conversor. O conversor em **ponte completa**, por exemplo, é o mais caro, com o custo relativo de 2,4, ou seja, o seu custo equivale a 2,4 vezes o custo dos conversores básicos *Buck*, *Boost* ou *Buck-Boost*. O seu custo é justificado pela presença de **4 diodos** e **4 interruptores**, além de **1 transformador** e **1 indutor**. A eficiência dos conversores apresentados varia na faixa de 70% a 85%. Um outro dado relevante é o **ciclo de trabalho prático**. Este parâmetro indica o tempo de pausa usado para evitar a **sobreposição na operação das chaves** ou o **efeito transitório** quando estas são chaveadas. A pausa reduz o tempo de operação do conversor, e assim o valor do ciclo de trabalho prático é **inferior a 100%**. Veja que conversores **cuja frequência de operação** é o dobro da frequência de funcionamento das chaves, possui **5% de pausa**. Os conversores cuja frequência de operação é igual à frequência de chaveamento, o tempo de pausa é de **10% do ciclo de trabalho**. A **função de transferência** é a razão entre a tensão de saída ( $V_S$ ) e a tensão de entrada ( $V_E$ ). Esse parâmetro depende da topologia do conversor, do ciclo de trabalho ( $d$ ) e do parâmetro  $n$ , que é a **razão entre o número de espiras no primário** ( $N_p$ ) **com o número de espiras no enrolamento secundário** ( $N_s$ ) do transformador.

Tabela 3.2 | Parâmetros para seleção dos conversores CC-CC

Topologia	Eficiência típica	Custo relativo	Partes magnéticas	$V_S / V_E$	Ciclo de Trabalho Prático
Buck	85%	1	1 indutor	$d$	90%
Boost	70%	1	1 indutor	$\frac{1}{1-d}$	90%
Buck-Boost	70%	1	1 indutor	$\frac{d}{d-1}$	90%
Cuk	75%	1,2	2 indutores	$\frac{d}{d-1}$	90%
Flyback	75%	1,5	1 transformador	$\frac{d}{n(1-d)}$	90%
Forward	75%	1,8	1 transformador e 1 indutor	$\frac{d}{n}$	45%
Push-Pull	80%	1,8	1 transformador e 1 indutor	$\frac{2d}{n}$	45%
Meia-ponte	80%	2	1 transformador e 1 indutor	$\frac{d}{n}$	45%
Ponte completa	85%	2,4	1 transformador e 1 indutor	$\frac{2d}{n}$	45%

Fonte: Wurth Elektronik.



Reflita

No mercado semicondutor existem vários tipos de **conversores CC-CC**, com características diferentes, como mostrado na Tabela 3.2.

Conversores com uma mesma topologia podem ter desempenho distinto. Topologias de conversores *Flyback*, por exemplo, podem apresentar diferenças em seus **custos**, suas **eficiências** e **funções adicionais**. Diante de tantas opções, **como você faria para escolher o melhor conversor para uma aplicação?**"

Na seleção de um conversor, o especialista técnico precisa estudar os **parâmetros de desempenho** dos conversores disponíveis e avaliar se estes estão de acordo com as especificações da aplicação considerada. A Tabela 3.3 lista alguns parâmetros de desempenho dos conversores CC-CC e o que eles significam.

Tabela 3.3 | Parâmetros de desempenho dos conversores CC-CC

Parâmetro	Definição
<b>Relação tensão Entrada-Saída</b>	É usada para selecionar entre um conversor elevador, abaixador ou elevador-abaixador
<b>Eficiência</b>	Porcentagem de potência de entrada $P_E$ que é entregue à saída $P_S$ . $N(\%) = \frac{100P_S}{P_E} = \frac{100(I_S V_S)}{I_E V_E}$
<b>Faixa de tensão na entrada (<math>V_E</math>)</b>	Determina a tensão de entrada máxima e mínima para o conversor. Valores superiores à entrada máxima danificam o conversor.
<b>Faixa de corrente na saída</b>	É a faixa de corrente fornecida pelo conversor CC-CC a uma carga.
<b>Corrente de saída máxima (<math>I_{S\text{MAX}}</math>)</b>	Define a corrente máxima fornecida na saída do conversor.
<b>Taxa de rejeição da ondulação da alimentação (PSRR)</b>	Descreve a capacidade de o conversor rejeitar as variações da fonte de alimentação em seu sinal de saída.
<b>Corrente Quiescente</b>	É a corrente usada para operar o conversor e não é entregue à carga.
<b>Corrente de fuga</b>	É a corrente no conversor, quando ele está desativado ou desligado.

## Parâmetro

## Definição

### Ruído na tensão de saída

É a faixa de ruído pico a pico da tensão de saída. O ruído ocorre devido à natureza de chaveamento dos conversores. Isso resulta em uma saída com harmônicos

Fonte: adaptada de Robison (2014).



Pesquise mais

A taxa de rejeição de ondulação da fonte de alimentação (PSRR) é uma medida de quão bem um circuito rejeita a ondulação proveniente da fonte de alimentação. Ela é a razão entre a ondulação de entrada ( $V_{RIPPLE\_E}$ ) e a ondulação de saída ( $V_{RIPPLE\_S}$ ) em uma ampla faixa de frequência e é expresso em decibéis (dB). A equação básica para PSRR é

$$PSRR = 20 \log \frac{V_{RIPPLE\_E}}{V_{RIPPLE\_S}} \quad (3.27)$$

É importante fazer algumas considerações a respeito desses parâmetros. Quanto maior for o **ruído na tensão de saída**, maiores são **capacitor e indutor do filtro** e, portanto, **maior área do circuito** e o **custo**. Uma alta eficiência e potência na saída requer chaves de potência maiores e, portanto, também aumentam a área e o custo. Ao usar um conversor CC-CC, é uma boa prática selecionar uma **fonte de potência** de acordo com a **eficiência do conversor**. Em um conversor CC-CC com eficiência de 80% seria usada uma fonte com 125% de potência. Por exemplo, para alimentar uma **carga de 100 W**, seria usado um conversor **de 100 W com eficiência de 80%** convertendo uma **fonte de 125 W**.



Pesquise mais

Em ocasiões gerais, um conversor com forte isolamento não é necessário. No entanto, um maior isolamento pode garantir que o conversor tenha uma **menor corrente de fuga** e **maior confiabilidade**.

A Tabela 3.4 mostra os quatro passos que ajudam na seleção de um conversor CC-CC para qualquer aplicação.

Tabela 3.4 | Passos para seleção de um conversor CC-CC

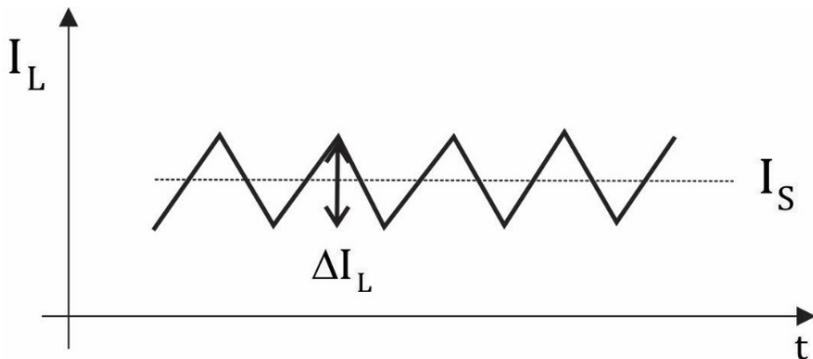
Passo	Descrição
1	<b>Selecionar conversores</b> com parâmetros que atendam a aplicação. Por exemplo, qual é a tensão de entrada necessária e a faixa de tensão de saída? Você precisa de isolamento de entrada-saída?
2	Organizar os parâmetros da etapa 1 em ordem de prioridade com base na importância para sua aplicação.
3	Restringir a seleção ao parâmetro mais importante para sua aplicação.
4	Após a seleção do tipo de conversor, avalie as funções opcionais que o conversor oferece a sua aplicação, tais como proteção a sobrecorrente e sobretensão.

Fonte: adaptada de Robison, (2014).

Em um conversor CC-CC os **capacitores** e **indutores** são usados para **filtrar ruídos nos sinais na entrada e na saída**, e **umentar a eficiência da conversão**. A seleção desses componentes passivos varia com a topologia do conversor considerado.

A Figura 3.26 representa a variação no tempo da **corrente no indutor** ( $I_L$ ) e da **corrente na saída** ( $I_S$ ) em um **conversor abaixador**. Como pode ser visto, a corrente do indutor não é constante, mas varia em torno de  $I_S$  entre um valor máximo e um mínimo, cuja diferença é o ruído na **corrente no indutor** ( $\Delta I_L$ ) pico a pico.

Figura 3.26 | Corrente no indutor de um conversor abaixador



Fonte: elaborada pelo autor.

O **primeiro passo** para selecionar o indutor de potência é definir a faixa de ruído na corrente do indutor aceitável ( $\Delta I_L$ ) na aplicação. **Em seguida**, o ciclo de trabalho é calculado tomando como base a função de transferência na Tabela 3.2. O valor do ciclo de trabalho depende da topologia do conversor. Para o conversor *Buck*, por exemplo, o ciclo de trabalho é a **razão entre a tensão na saída ( $V_S$ ) e a tensão na entrada ( $V_E$ )**. O **terceiro passo** é encontrar o valor tensão no indutor. O indutor opera com tensões diferentes, para os **estados ligado e desligado e a tensão depende da topologia**. No conversor *Buck* a tensão no indutor ( $V_L$ ) é a diferença entre  $V_E$  e  $V_S$ . **Por último** é calculado o **valor da indutância ( $L$ )** usando a seguinte equação:

$$L = \frac{V_L(d)}{f_{CHAVE} \Delta I_L} \quad (3.28)$$

Em que  $V_L$  é a tensão no indutor,  $V_S$  é a tensão de saída do conversor,  $f_{CHAVE}$  é a frequência de chaveamento do conversor,  $\Delta I_L$  é a faixa de ruído na corrente do indutor pico a pico.



Conforme estabelecido na Equação 3.28, valores maiores de  $L$  permitem valores menores de  $\Delta I_L$ , o que resulta em menor ruído na corrente de saída e melhor eficiência, mas uma **resposta transitória mais lenta da carga**. Portanto, selecionar a indutância certa é uma escolha entre os diferentes fatores. Durante décadas, os projetistas usaram  $\Delta I_L$  entre 20% e 40% de  $I_S$  tornando-se uma faixa padrão.

Assim, as quatro etapas para calcular a indutância são mostradas na Figura 3.27:

Figura 3.27 | Corrente no indutor de um conversor abaixador



Fonte: elaborada pelo autor.



A Figura 3.28 mostra um conversor *Buck*. A frequência de chaveamento é de 250 kHz e a faixa de tensão na entrada é de 10,8 V a 13,2 V. O ruído máximo na corrente é de 25% de  $I_S$ , cujo valor é igual a 880 mA, e a tensão na saída é de 5 V. Qual o valor do indutor?

**Passo 1** – Definir a faixa de ruído na corrente de saída. Nesse exercício, o ruído na corrente ( $\Delta I_L$ ) é 25% de 880 mA, o que resulta no valor:

$$\Delta I_L = 25\% \cdot I_S = 220 \text{ mA} \quad (3.22)$$

Veja que um valor  $\Delta I_L$  de 25% de  $I_S$  está numa faixa padrão conforme informado no item Assimile.

**Passo 2** – Calcular o ciclo de trabalho. O ciclo de trabalho do conversor *Buck* é a razão da **maior tensão de entrada** ( $V_E$ ) e **tensão de saída** ( $V_S$ ). Assim, o ciclo de trabalho é dado por:

$$d = \frac{V_S}{V_E} \quad (3.29)$$

$$d = \frac{5}{13,2} = 0,379 = 37,9\%$$

**Passo 3** – Calcular a tensão no indutor. A tensão no indutor possui valores quando a chave está **aberta** e **fechada**. Calcula-se a **tensão no indutor** ( $V_L$ ) quando a chave está **fechada**, considerando a **maior tensão de entrada** ( $V_E$ ), e a tensão na saída ( $V_S$ ), resultando em:

$$V_L = V_E - V_S \quad (3.30)$$

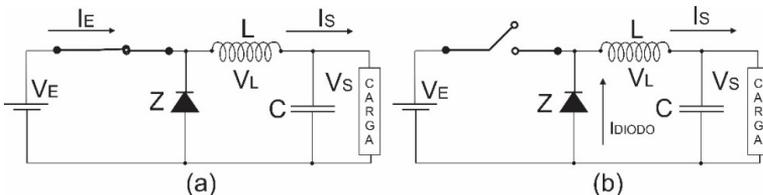
$$V_L = 13,2 - 5 = 8,2V$$

**Passo 4** – Calcular a **indutância** requerida no indutor L

$$L = \frac{V_L(d)}{f_{CHAVE} \Delta I_L} \quad (3.31)$$

$$L = \frac{(8,2(0,379))}{(250(10^3))(220(10^{-3}))} = 56\mu H$$

Figura 3.28 | Topologia do conversor *Buck* (a) chave fechada e (b) chave aberta



Fonte: elaborada pelo autor.

Ao selecionar um indutor de um dos vários fabricantes, a indutância não é o único parâmetro a considerar. Outro parâmetro importante é a **corrente de saturação** ( $I_{SAT}$ ) do indutor, que nunca deve ser excedida na aplicação. Operar o indutor acima de  $I_{SAT}$  causaria uma **perda significativa de indutância** e um **aumento acentuado da corrente no indutor** durante a fase de carga. Como a corrente máxima que flui no indutor ( $I_{LMAX}$ ) é função da corrente máxima na saída ( $I_{SMAX}$ ) e a variação da corrente no indutor, tem-se que:

$$I_{LMAX} = I_{SMAX} + \frac{\Delta I_{LMAX}}{2} \quad (3.32)$$

Um indutor com um  $I_{SAT}$  maior que  $I_{LMAX}$  deve ser selecionado para a aplicação. Para minimizar as perdas resistivas, um indutor com baixa resistência CC ( $R_{CC}$ ) deve ser selecionado.



**Pesquise mais**

Um indutor ideal não oferece resistência à corrente contínua, exceto quando a corrente é ligada e desligada. Os indutores reais são construídos a partir de materiais com **condutividade elétrica finita**, que atenua até mesmo a corrente direta. A resistência CC ( $R_{CC}$ ) de um indutor é normalmente muito pequena, variando de menos de  $0,01 \Omega$  a alguns ohms (geralmente não superior a  $4\Omega$ ). Indutores de menor valor normalmente têm um  $R_{CC}$  mais baixo.

A função do capacitor na saída do conversor é manter uma **tensão constante na saída**. A capacitância e a **resistência equivalente em série** (ESR – *Equivalent Series Resistance*) influenciam a tensão na saída. Devido à ESR, a corrente no capacitor ( $I_C$ ) dissipa potência e aumenta a temperatura do próprio capacitor. Como a temperatura excessiva afeta negativamente a confiabilidade e o tempo de vida de um capacitor, um **capacitor de saída** com uma de **corrente adequada** deve ser selecionado.



Os capacitores utilizados nos circuitos elétricos não são componentes ideais com apenas capacitância. No entanto, eles podem ser tratados, com um ótimo grau de aproximação, como capacitores ideais em série com resistência. Esta resistência se opõe à corrente alternada e é definida como a **resistência equivalente em série** (ESR).

Para conseguir uma melhor filtragem da tensão na saída, são **necessários capacitores de baixa ESR**. Os **capacitores cerâmicos oferecem ESR muito baixo**, mas deve-se ter cuidado ao selecionar esse tipo de capacitor, pois apresentam uma alta taxa de falha. Existem diferentes tipos no mercado, com cada um com características específicas de **temperatura** e **tensão**. Portanto, escolha o capacitor adequado para sua aplicação.

A capacitância mínima do capacitor de saída ( $C_{SMIN}$ ) pode ser obtido considerando a faixa de tensão na saída ( $\Delta V_S$ ), a faixa de ruído esperada na tensão de saída ( $\Delta I_L$ ) e a frequência de chaveamento ( $f_{CHAVE}$ ), resultando em:

$$C_{SMIN} = \frac{\Delta I_L}{8f_{CHAVE} \Delta V_S} \quad (3.33)$$

Nem sempre a seleção do capacitor é baseada no ruído na saída. Em muitas situações a tensão de *overshoot* é considerada. A tensão de *overshoot* é uma mudança transitória na tensão de saída que excede os limites especificados. Normalmente ocorre quando o conversor é **ligado/desligado** ou algum fator externo, como a **alteração na carga de saída**. A capacitância de saída mínima ( $C_{SMIN}$ ) em função da tensão de *overshoot* ( $V_{SST}$ ) é dada por:

$$C_{SMIN} = \frac{\Delta I_S^2 L}{2V_S V_{SST}} \quad (3.34)$$

em que  $\Delta I_S$  é o ruído na corrente de saída,  $L$  é a indutância no indutor de armazenamento e  $V_S$  é a tensão na saída.

O **capacitor na entrada do conversor** normalmente possui o valor mínimo necessário para estabilizar a **tensão na entrada** frente aos **picos de corrente** em uma fonte de alimentação chaveada. Na prática são usados capacitores cerâmicos com baixo (**ESR**).



### Exemplificando

Considerando o mesmo conversor Buck apresentado no item Exemplificando anterior, desta seção, e os mesmos dados, podemos calcular o valor da capacitância mínima na saída. Para uma tensão de saída variando de 4 V a 6 V, temos que:

$$\Delta V_s = 6 - 4 = 2V \quad (3.35)$$

Baseado na Equação 3.33, a **capacitância mínima na saída** é:

$$C_{SMIN} = \frac{(220 \cdot (10^{-3}))}{8 \cdot (250 \cdot (10^3)) \cdot 2} = 55 \text{ nF} \quad (3.36)$$

Considerando que a tensão de *overshoot* é de 10 V, a capacitância na saída calculada pela Equação 3.34 é dada por:

$$C_{SMIN} = \frac{(220 \cdot (10^{-3}))^2 56 \cdot (10^{-6})}{2 \cdot (5) \cdot 10} = 27,1 \text{ nF} \quad (3.37)$$

Portanto, a capacitância mínima para garantir o nível de ruído na corrente é maior do que a capacitância necessária para suportar a tensão de *overshoot* nessa aplicação.

Além do indutor e dos capacitores, é necessário selecionar a chave de potência. A seleção da chave de potência para um conversor CC-CC é feita para garantir que esta **suporte a tensão e a corrente** usada durante a operação do circuito operação do circuito. Comumente é selecionado o **MOSFET**.



## Lembre-se

Existem muitos tipos de transistores de potência disponíveis. Dois dos tipos mais populares são o transistor de efeito de campo metal-óxido semiconductor (**MOSFET**) e o transistor bipolar de porta isolada (**IGBT**). Historicamente, a frequência alta de chaveamento, baixa tensão e baixa corrente de operação favorecem o MOSFET. Por outro lado, aplicações que requerem frequência baixa de chaveamento, alta corrente e alta tensão de operação favorecem o IGBT.

O MOSFET deve suportar uma **alta tensão entre dreno e fonte**, que ocorre quando o indutor descarrega pelo diodo. A **corrente nominal no dreno** do transistor tem que ser maior do que a **corrente de pico no indutor**. Além disso, para minimizar as perdas no chaveamento, um transistor deve ter **resistência dreno-fonte** ( $R_{DS}$ ) reduzida.



## Pesquise mais

O **LM2621** é um conversor CC-CC *Buck* com eficiência de 90%. Ele aceita uma tensão na entrada entre 1,2 V e 14 V e converte-a em uma tensão de saída regulada. A tensão na saída pode ser ajustada entre 1,24 V e 14 V. Um MOSFET tipo N faz o chaveamento do circuito. Ele é aplicado em celulares, GPS e computadores. Para saber um pouco mais sobre este conversor, acesse:

<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2621.pdf>>. Acesso em: 2 jan. 2017.

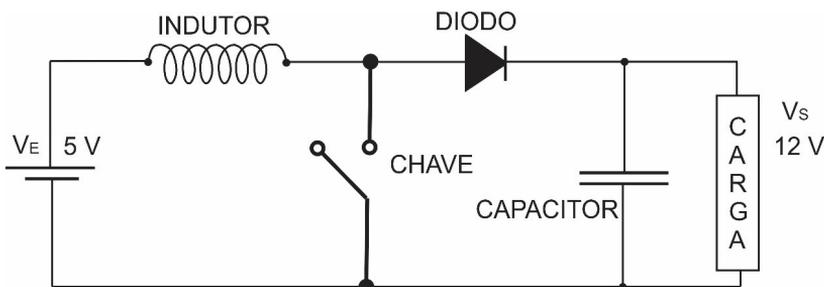
## Sem medo de errar

Você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto de um Conversor CC-CC para alimentar um motor CC**. Os conversores CC-CC possuem indutores e capacitores que filtram o sinal na saída, reduzindo os

ruídos na carga. O tamanho do indutor depende da amplitude do ruído na corrente que você deseja passar pelo indutor. O tamanho do capacitor depende da quantidade de ruído na tensão que você deseja na carga. Como responsável técnico você deve **dimensionar o capacitor de saída** e o **indutor de saída** considerando as especificações do projeto de um conversor CC-CC *Boost*.

A Figura 3.29 mostra a topologia do conversor *Boost*. As especificações do conversor estão mostradas na Tabela 3.5. A frequência de chaveamento é de 100 kHz, a faixa de tensão na entrada é de 4,5 V a 5,5 V. O ruído máximo na corrente é de 100 mA e a tensão na saída é de 12 V.

Figura 3.29 | Topologia do conversor *Boost*



Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 3.5 | Especificações de um conversor CC-CC *Boost*

Sigla	Significado	Valor
$F_{\text{CHAVE}}$	Frequência de chaveamento	100 kHz
$V_E$	Tensão na entrada do conversor	4,5 V a 5,5 V
$\Delta I_L$	Faixa do ruído na saída	100 mA

Sigla	Significado	Valor
$V_s$	Tensão na saída	12 V
$\Delta V_s$	Faixa de tensão na saída	11 V a 13 V
$V_{SST}$	Tensão de <i>overshoot</i>	20 V
$d$	Ciclo de trabalho	$d = 1 - \frac{V_E}{V_S}$
$I_{S\text{MAX}}$	Corrente máxima na saída	10 A

Fonte: elaborada pelo autor.

**Passo 1** – Definir a faixa de ruído na corrente de saída. Nesse exercício, o ruído na corrente ( $\Delta I_L$ ) é de 100 mA.

**Passo 2** – Calcular o ciclo de trabalho. O ciclo de trabalho do conversor *Boost* é a razão da **maior tensão de entrada** ( $V_E$ ) e **tensão de saída** ( $V_S$ ). Assim, o ciclo de trabalho é dado por:

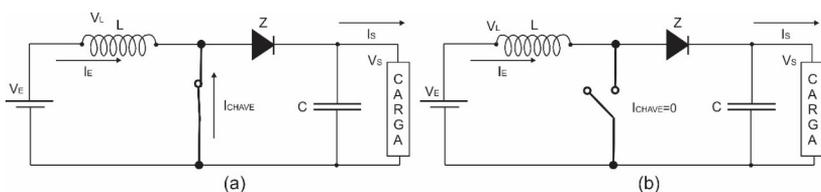
$$d = 1 - \frac{V_E}{V_S} \quad (3.38)$$

$$d = 1 - \frac{5,5}{12}$$

$$d = 54,2\%$$

**Passo 3** – Calcular a tensão no indutor. A tensão no indutor possui valores quando a chave está **aberta** e **fechada**. Figura 3.30 ilustra os dois modos de operação.

Figura 3.30 | Topologia do conversor Boost com (a) chave fechada (b) chave aberta



Fonte: elaborada pelo autor.

Calcula-se a **tensão no indutor** ( $V_L$ ) quando a chave está **fechada**, considerando a **maior tensão de entrada** ( $V_E$ ), e a tensão na saída ( $V_S$ ), resultando em:

$$V_L = 5,5V \quad (3.39)$$

Quando a chave está **aberta**, a **tensão no indutor** é:

$$V_L = V_o - V_i = 12 - 5,5 = 6,5V$$

**Passo 4** – Calcular a **indutância** requerida no indutor  $L$

$$L = \frac{V_L(d)}{f_{CHAVE} \Delta I_L} \quad (3.40)$$

$$L = \frac{(5,5 \cdot (0,542))}{(100 \cdot (10^3)) \cdot (100 \cdot (10^{-3}))}$$

$$L = 298 \mu H$$

**Passo 5** – Calcular a **corrente de saturação** requerida no indutor  $L$ . A corrente de saturação ( $I_{SAT}$ ) deve ser maior que a tensão no indutor ( $I_L$ ). A corrente do indutor, por sua vez, é a soma da corrente máxima na saída ( $I_S$ ) com a metade do máximo ruído na saída ( $\Delta I_{LMAX}$ ). Assim, tem-se:

$$I_{LSAT} > I_{LMAX} \quad (3.41)$$

$$I_{LSAT} > I_{SMAX} + \frac{\Delta I_{LMAX}}{2}$$

$$I_{LSAT} > 10 + \frac{100 \cdot (10^{-3})}{2}$$

$$I_{LSAT} > 10,05A$$

**Passo 6 – Calcular a capacitância mínima na saída – com o ruído na tensão.** Considerando que a tensão na saída varia de 11 V a 13 V. Temos assim que, baseado na Equação 3.33 a **capacitância mínima na saída** é:

$$C_{SMIN} = \frac{\Delta I_L}{8f_{CHAVE} \Delta V_s} \quad (3.42)$$

$$C_{SMIN} = \frac{(100 \cdot (10^{-3}))}{8 \cdot (100 \cdot (10^3)) \cdot 2}$$

$$C_{SMIN} = 62,5nF$$

**Passo 6 – Calcular a capacitância mínima na saída – com a tensão máxima de overshoot.** Considerando que a tensão de overshoot é de 20 V, a capacitância na saída calculada pela Equação 3.34 é dada por:

$$C_{SMIN} = \frac{\Delta I_s^2 L}{2V_s V_{SST}} \quad (3.43)$$

$$C_{SMIN} = \frac{(100 \cdot (10^{-3}))^2 298 \cdot (10^{-6})}{2 \cdot (10) \cdot 20}$$

$$C_{SMIN} = 7,45nF$$

Portanto, a capacitância mínima para garantir o nível de ruído na corrente é maior do que a capacitância necessária para suportar a tensão de *overshoot* nessa aplicação.

## Passo 7 – Escolha do indutor e do capacitor de saída

Podemos concluir que o indutor escolhido deve ter indutância de  $298 \mu H$  e a corrente de saturação ( $I_{SAT}$ ) de 10,05 A. A capacitância de saída mínima é de 62,5 nF, o que é suficiente para tensões acima da tensão de *overshoot*. Assim, os indutores e capacitores dimensionados nesse exemplo filtram o sinal na saída do conversor, reduzindo os ruídos no motor CC.

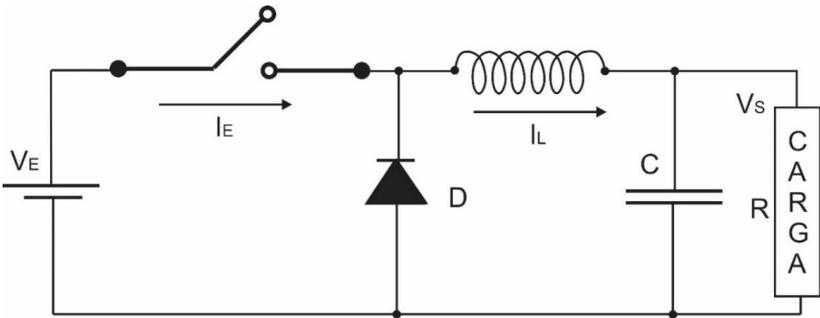
## Avançando na prática

### Cálculo do ruído no indutor de um conversor Buck

#### Descrição da situação-problema

Agora você precisa alimentar uma carga com tensão contínua. Uma bateria com tensão  $V_E$  está disponível, mas esta não fornece o nível de tensão adequado para alimentar a carga. Assim, você está usando um **conversor CC-CC Buck** para alimentar a carga que possui resistência **1,2 k $\Omega$** , como mostrado na **Figura 3.31**. O conversor possui uma **faixa de tensão na saída ( $V_S$ ) de 3 a 6 V**. A corrente na saída do conversor deve possuir um ruído limitado para que este não seja danificado. Sabendo que o indutor suporta uma corrente máxima ( $I_{LMAX}$ ) de **5,5 mA**, a sua atividade é estimar o máximo ruído na saída do conversor.

Figura 3.31 | Topologia do Conversor CC-CC Buck



Fonte: elaborada pelo autor.

### Resolução da situação-problema

A corrente máxima ( $I_{SMAX}$ ) na carga é dada em função da tensão máxima na carga ( $V_{SMAX}$ ) e a resistência ( $R$ ). Assim calculamos a corrente máxima por:

$$I_{SMAX} = \frac{V_{SMAX}}{R} \quad (3.44)$$

$$I_{SMAX} = \frac{6}{1,2(10^3)} = 5\text{mA}$$

A corrente mínima ( $I_{SMIN}$ ) na saída do conversor é dada por:

$$I_{SMIN} = \frac{V_{SMIN}}{R} \quad (3.45)$$

$$I_{SMIN} = \frac{3}{1,2(10^3)} = 2,5\text{mA}$$

Usando o valor da corrente máxima ( $I_{SMAX}$ ) na carga e a corrente máxima no indutor ( $I_{LMAX}$ ), pode-se calcular o ruído máximo aceitável no indutor, dado por:

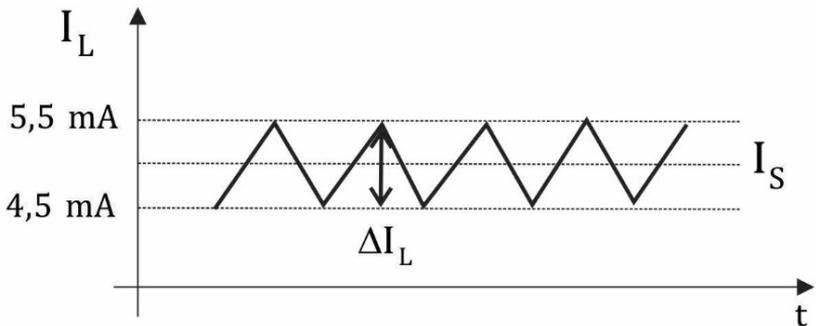
$$I_{LMAX} > I_{SMAX} + \frac{\Delta I_{LMAX}}{2} \quad (3.46)$$

$$5,5 \cdot (10^{-3}) > 5 \cdot (10^{-3}) + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$\frac{\Delta I_L}{2} < 0,5(10^{-3})$$

$$\Delta I_L < 1mA$$

Figura 3.32 | Ruído na corrente do indutor



Fonte: elaborada pelo autor.

Dessa forma, o indutor suporta ruído ( $\Delta I_L$ ) de 1 mA pico a pico, como mostrado na Figura 3.32. Valores acima desse limite de ruído causaria uma **perda significativa no efeito indutivo e um aumento acentuado da corrente no indutor** durante a fase de carga.

## Faça valer a pena

**1.** As diferentes aplicações impõem diferentes requisitos aos conversores CC-CC. O especialista técnico precisa primeiro estudar os **parâmetros de desempenho** de um conversor e avaliar os requisitos requeridos em uma aplicação. Então, o especialista pode escolher o conversor apropriado para sua aplicação.

Com relação às opções abaixo, qual descreve corretamente um parâmetro dos conversores CC-CC?

- a) Quanto maior for o ruído na tensão de saída, menor será o capacitor e indutor do filtro e, portanto, menor a área do circuito e o custo.
- b) Uma alta eficiência e potência na saída requer chaves de potência maiores e, portanto, também aumentam a área e o custo.
- c) Corrente de fuga é a corrente usada para operar o conversor e não é entregue à carga.
- d) Corrente quiescente é a corrente no conversor, quando ele está desativado ou desligado.
- e) Eficiência é porcentagem de tensão de entrada que é entregue à saída  $P_s$ .

**2.** Em um conversor CC-CC os **capacitores** e **indutores** são usados para **filtrar ruídos nos sinais na entrada e na saída**, e **aumentar a eficiência da conversão**. A seleção desses componentes passivos varia com a topologia do conversor considerado.

Qual das opções seguintes indica os dois parâmetros considerados na seleção dos indutores nos conversores CC-CC?

- a) Corrente de saturação do indutor e a indutância.
- b) Temperatura e eficiência do conversor.
- c) Corrente de fuga e corrente quiescente no conversor.
- d) Faixa de corrente na entrada e tamanho do capacitor.
- e) Tensão de *overshoot* e ruído na tensão de saída do conversor.

**3.** O uso essencial dos conversores CC-CC é alterar a amplitude da **corrente** ou **tensão CC da fonte** tornando-a maior ou menor na saída do circuito. Ao usar esse conversor, é uma boa prática selecionar uma **fonte**

**de potência** de acordo com a **eficiência do conversor**. Em um conversor CC-CC com eficiência de 80%, por exemplo, seria usada uma fonte com 125% de potência.

Considere uma carga de 187 W a uma fonte de entrada de 220 W. Sabendo que estão disponíveis cinco tipos de conversores CC-CC *Flyback*, *Forward*, *Buck-Boost*, ponte completa e meia ponte, com respectivas eficiências: 75%, 78%, 81%, 83% e 85%. Qual o conversor mais adequado para aplicação?

- a) *Flyback*.
- b) *Forward*.
- c) *Buck-Boost*.
- d) Meia ponte.
- e) Ponte completa.

# Referências

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Prentice-Hall, 2000.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: Bookman, 2012.
- MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M; ROBBINS, William P. **Power electronics: converters, applications and design**. 3. ed. New York: J. Wiley, 2003.
- NPTTEL\_POWER SUPPLY. **Fly-Back Type Switched Mode Power Supply**. Disponível em: <[http://www.nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Power%20Electronics/PDF/L-22\(DP\)\(PE\)%20\(\(EE\)NPTTEL\).pdf](http://www.nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Power%20Electronics/PDF/L-22(DP)(PE)%20((EE)NPTTEL).pdf)>. Acesso em: 7 mar. 2018.
- RASHID, Muhammad. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron, 1999.
- ROBINSON, Moises; RUDIAK, Jerry. **Guide to choosing the best LDO for your application**. 2014. Disponível em: <<https://www.design-reuse.com/articles/34841/guide-to-choosing-the-best-ldo-for-your-application.html>>. Acesso em: 6 mar. 2018.
- WURTH ELEKTRONIK. **Switch mode power supply topologies compared**. Disponível em: <[http://www.we-online.com/web/en/index.php/show/media/06\\_passive\\_components\\_-\\_custom\\_magnetics/pictures\\_and\\_graphics\\_1/midcom\\_blog\\_photos/SMPSCChart.pdf](http://www.we-online.com/web/en/index.php/show/media/06_passive_components_-_custom_magnetics/pictures_and_graphics_1/midcom_blog_photos/SMPSCChart.pdf)>. Acesso em: 28 dez. 2017.

# Inversores de tensão

## Convite ao estudo

O uso essencial dos inversores de potência é converter uma **corrente** ou **tensão contínua** em alternada. Geladeira, chuveiro elétrico, liquidificador e ventilador são alguns aparelhos eletrônicos que funcionam com tensão CA, fonte de alimentação primária nas residências. Na ausência da fonte primária, são usadas fontes de alimentação secundárias, como as baterias, que fornecem tensão contínua. Nesse caso, os inversores de potência são essenciais para conversão da energia CC em CA a fim de manter a operação desses aparelhos. Esses conversores podem ser **monofásicos**, **trifásicos** e em **meia-ponte** ou **ponte completa**. Eles podem produzir como saída uma **onda quadrada**, **onda senoidal** ou **senoidal modificada**, dependendo da topologia do circuito.

Anteriormente, os inversores de potência eram formados por uma combinação de **partes mecânicas** e **eletrônicas**. Com a evolução da indústria de semicondutores, eles se tornaram puramente eletrônicos e estão cada vez mais acessíveis, eficientes e compactos, muito em razão da **evolução no aumento na frequência máxima** de operação do **IGBT** e na **redução da relação custo-tensão de operação** do **MOSFET**. Eles possuem muitas aplicações industriais, sendo encontrados em **circuitos de acionamento de motores**, **sistemas de energia fotovoltaica** e **aquecedores por indução**.

Para pôr em prática todo esse conhecimento, você é o **responsável técnico** contratado por uma equipe de **projetos de circuitos eletrônicos** e deve ser capaz de usar o conhecimento da eletrônica de potência para resolver os

desafios que serão apresentados ao longo das seções. Nesses desafios, você apresentará soluções para problemas práticos da eletrônica de potência, propondo e avaliando **circuitos com conversores CC-CA monofásicos e trifásicos**.

Diante desses desafios, como você aplicará o conhecimento teórico aprendido ao longo da disciplina em projetos práticos de eletrônica de potência? Como a teoria permitirá que você encontre uma solução simples, de baixo custo e robusta? Essas são algumas questões que um técnico faz quando inicia um novo projeto.

Aluno, nesta unidade você terá seções de **conversores CC-CA monofásicos e trifásicos**, em **meia-ponte** e **ponte completa**. Estudará brevemente as suas classificações, estruturas e modos de operação. Por último, serão estudados detalhes dos **projetos de conversores CC-CA**.

Desejamos bons estudos e que esteja bem animado em conhecer mais sobre os conversores CC-CA.

## Seção 4.1

### Conversores CC-CA: inversores de tensão monofásicos

#### Diálogo aberto

Um **conversor CC-CA** converte um sinal de tensão ou corrente contínuo em alternado. Existem dois tipos de conversores CC-CA: **monofásico** e **trifásico**. Esses circuitos são chamados de inversores de potência e possuem aplicações em **sistemas de energia alternativa**, como a solar e eólica e nas **indústrias**, os acionamentos de motores CC e aquecedores indutivos.

Os conversores CC-CA são estruturados em **meia-ponte** e em **ponte completa**. Nesta seção, estudaremos os conversores CC-CA monofásicos em **meia-ponte** e em **ponte completa**. A estrutura em ponte completa é superior em todas as especificações, no entanto, requer **mais componentes** e **controle mais complexo se comparado com o conversor em meia-ponte**.

Retomando o contexto, imaginemos que você é o **responsável técnico** que está alocado na equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Agora, você terá o desafio de dimensionar um **sistema fotovoltaico**. O sistema é composto por **painéis solares**, **baterias** e **inversor**. O painel solar produz uma corrente contínua (CC) que é armazenada nas baterias e o inversor converte esse sinal CC em CA. Diante desse desafio, como você dimensionará o **número de painéis solares e de baterias usadas**? Como você deve escolher o inversor para sua aplicação?

Para lhe auxiliar nessa tarefa, vamos discutir as estruturas e a operação dos conversores CC-CA monofásicos: **meia-ponte** e **ponte completa**, operando com cargas **lineares** (puramente resistivas) e **não-lineares** (indutivas). Vamos estudar as características e aplicações de cada estrutura. Esta seção contempla o essencial dos inversores de potência monofásicos e pode ser enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos. Saiba que com o conhecimento adquirido aqui, você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência.

Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

Um **conversor CC-CA**, ou **inversor de potência**, é um dispositivo eletrônico que transforma uma **corrente ou tensão contínua (CC) em uma corrente ou tensão alternada (CA)**. Ele pode ser estático, formado inteiramente por circuitos eletrônicos ou ser uma combinação de partes mecânicas e eletrônicas.



### Pesquise mais

Mesmo que a entrada para um circuito inversor seja uma fonte CC, não é incomum ter esse CC derivado de uma fonte de corrente alternada, como a fornecida pelo sistema de energia elétrica. Assim, a fonte primária de potência de entrada pode ser a fonte de tensão CA que é convertida para CC, por um conversor CA-CC, e depois 'invertida' de volta para a CA usando um inversor, por exemplo. Aqui, o sinal CA de saída pode ser de uma frequência e magnitude diferentes da CA fornecida na entrada.

Os inversores de potência estão cada vez mais acessíveis, eficientes e compactos muito em razão da **evolução no aumento na frequência máxima** de operação do IGBT e na **redução da relação custo-tensão de operação** do MOSFET. Eles possuem muitas aplicações, sendo encontrados em **acionamentos de motores, sistemas de energia fotovoltaico, aquecedores por indução usados na cozinha**, etc.

Existem duas topologias comuns de **inversores monofásicos – ponte completa e meia ponte**. A ponte completa é superior em todas as especificações, mas requer **mais componentes e controle mais complexo**.



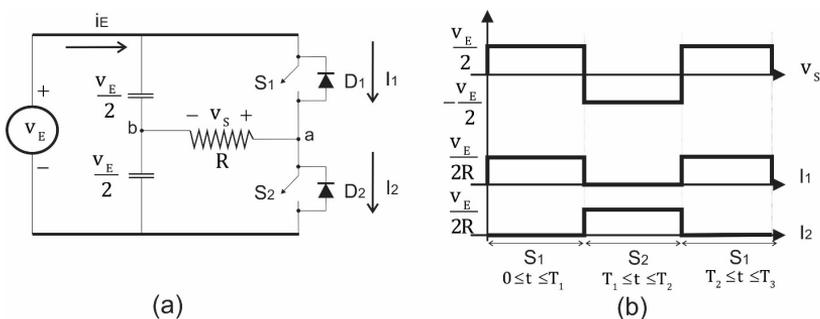
### Reflita

Sabendo que o inversor em ponte completa é mais eficiente, por que, então, o conversor em meia ponte ainda é usado? Será que um bom técnico prefere usar o conversor em meia ponte em aplicações que atenda aos requisitos, por ser um dispositivo com menor custo?

Nesta seção, vamos avaliar a operação dos inversores monofásicos primeiramente com uma carga **linear** formada por uma **resistência** e, em seguida, avaliar com uma carga **não-linear RL** (resistiva-indutiva).

Um inversor monofásico é mostrado na Figura 4.1 (a). Para analisar esse circuito, são feitas as seguintes considerações: a)  $S_1$  e  $S_2$  são chaves **unidirecionais**, isto é, elas **conduzem a corrente somente em uma direção**; b) O **nó a** da corrente de entrada é positivo; c) a corrente através de  $S_1$  é denotada  $I_1$  e a corrente em  $S_2$  é  $I_2$ . As formas de onda da tensão e da corrente na carga resistiva são mostradas na Figura 4.1 (b).

Figura 4.1 | Inversor monofásico em meia ponte com carga linear: (a) topologia; (b) forma de onda



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 4.1 (b) mostra a sequência de operação das chaves do inversor, de modo que o **interruptor  $S_1$**  está fechado para o intervalo de  $0 \leq t \leq T_1$  e o **interruptor  $S_2$**  está fechado para o tempo  $T_1 \leq t \leq T_2$ . Quando o interruptor  $S_1$  está ativo, a tensão instantânea em toda a carga é:

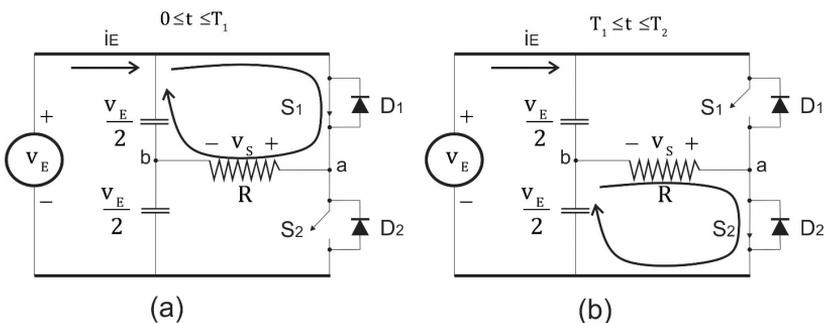
$$V_s = \frac{V_E}{2} \quad (4.1)$$

Quando o interruptor  $S_2$  é ligado, a tensão em toda a carga é:

$$V_s = -\frac{V_E}{2} \quad (4.2)$$

A operação do inversor monofásico em meia onda possui dois modos, conforme exemplificado na Figura 4.2, com o modo 1 em (a) e o modo 2 em (b). Nessa figura, o sentido da corrente em cada modo é indicado por setas. A Tabela 4.1 reúne as características dos dois modos de operação.

Figura 4.2 | Modos de operação do inversor monofásico em meia ponte: (a) modo 1 (b) modo 2



Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 4.1 | Modos de operação do inversor monofásico de meia ponte

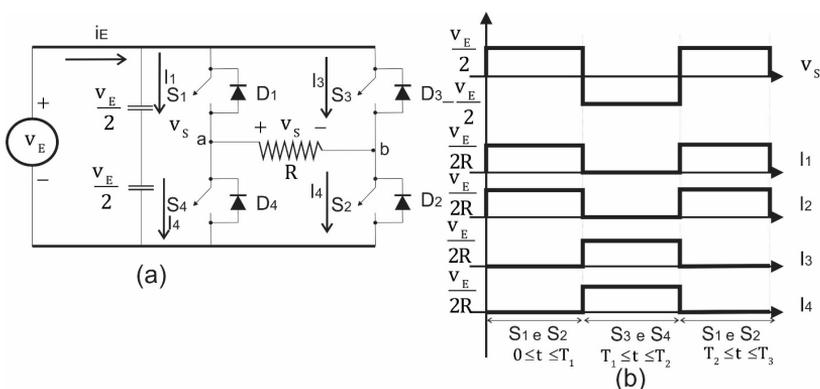
Modo	Características
<p>1 no intervalo: <math>0 \leq t \leq T_1</math></p>	<p>O interruptor <math>S_1</math> está ligado e o interruptor <math>S_2</math> está desligado.</p> <p>A corrente flui do capacitor carregado com <math>\frac{V_E}{2}</math>, passa pela chave <math>S_1</math> e pelo nó a, alimenta a carga resistiva <math>R</math> e fecha a malha no nó b. A tensão na carga é <b>positiva</b>.</p>
<p>2 no intervalo: <math>T_1 \leq t \leq T_2</math></p>	<p>O interruptor <math>S_1</math> está desligado e o interruptor <math>S_2</math> está ligado.</p> <p>A corrente flui do capacitor carregado com <math>\frac{V_E}{2}</math>, passa pelo nó b e alimenta a carga resistiva <math>R</math>. Depois passa pelo nó a e flui pela chave <math>S_2</math> fechando a malha. A tensão na carga é <b>negativa</b>.</p>

Fonte: elaborada pelo autor.

Um inversor monofásico em ponte completa é mostrado na Figura 4.3 (a). Na análise do conversor é convencionado que: a) a corrente que entra no **nó a** é positiva; b) os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  são unidirecionais.

Quando os **interruptores**  $S_1$  e  $S_2$  são ligados simultaneamente no período de  $0 \leq t \leq T_1$ , a tensão de entrada  $V_E$  aparece na carga e a corrente passa do ponto a para o b. Quando os **interruptores**  $S_3$  e  $S_4$  estiverem ligados em  $T_1 \leq t \leq T_2$ , a tensão em toda a carga é invertida e a corrente através da carga flui do ponto b para a. As formas de onda de tensão e corrente na carga resistiva são mostradas na Figura 4.3 (b).

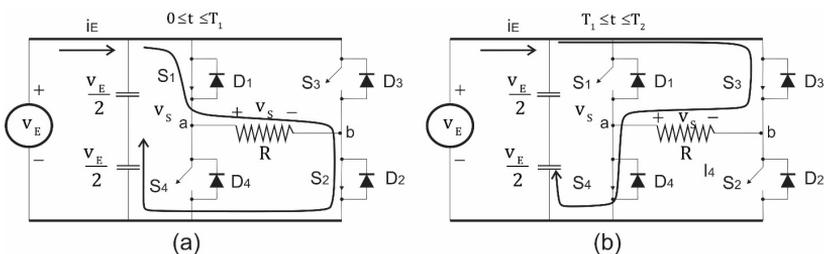
Figura 4.3 | Inversor monofásico em ponte completa com carga linear: (a) circuito; (b) formas de onda



Fonte: elaborada pelo autor.

Os dois modos de operação do inversor monofásico em ponte completa são mostrados na Figura 4.4. Nela, o sentido da corrente em cada modo é indicado por setas. A Tabela 4.2 reúne as características dos dois modos de operação.

Figura 4.4 | Modos de operação do inversor em ponte completa: (a) modo 1; (b) modo 2



Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 4.2 | Modos de operação do inversor monofásico de ponte completa

Modo	Características
<p>1</p> <p>no intervalo:</p> <p><math>0 \leq t \leq T_1</math></p>	<p>Os interruptores <math>S_1</math> e <math>S_2</math> estão <b>ligados</b> e <math>S_3</math> e <math>S_4</math> estão <b>desligados</b>.</p> <p>A corrente flui pelos capacitores carregados com <math>\frac{V_E}{2}</math>, passa pela chave <math>S_1</math> e pelo nó a alimentando a carga resistiva R. Ela passa pelo nó b, flui pela chave <math>S_2</math> e retorna aos capacitores, fechando a malha. A tensão na carga é <b>positiva</b>.</p>
<p>2</p> <p>no intervalo:</p> <p><math>T_1 \leq t \leq T_2</math></p>	<p>Os interruptores <math>S_1</math> e <math>S_2</math> estão <b>desligados</b> e <math>S_3</math> e <math>S_4</math> estão <b>ligados</b>.</p> <p>A corrente flui pelos capacitores carregados com <math>\frac{V_E}{2}</math>, passa pela chave <math>S_3</math> e pelo nó b e alimenta a carga resistiva R. Ela passa pelo nó a, flui pela chave <math>S_4</math> e retorna aos capacitores, fechando a malha. A tensão na carga é <b>negativa</b>.</p>

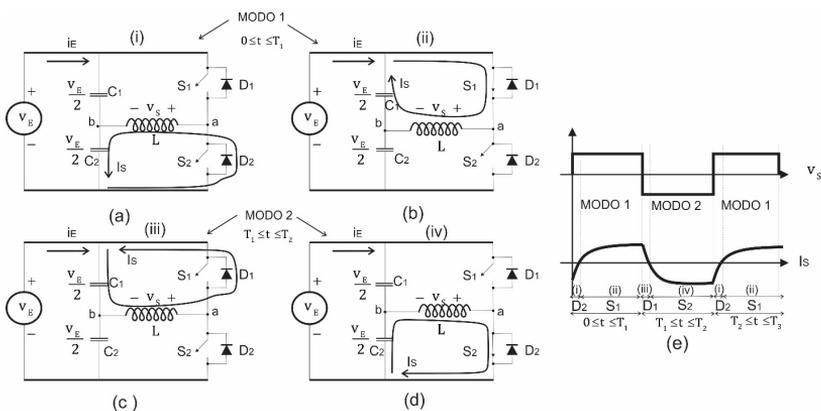
Fonte: elaborada pelo autor.

A operação do conversor CC-CA em meia-ponte com carga indutiva é similar à com carga linear. A diferença é que com uma carga indutiva, a corrente na saída do inversor  $I_s$  não muda imediatamente com a tensão  $V_s$ , conforme mostrado na Figura 4.5 (e).

No **modo 1**, que ocorre no intervalo de tempo  $0 \leq t \leq T_1$ , o interruptor  $S_1$  está inicialmente desligado e a corrente  $I_s$  flui através do capacitor  $C_2$  e do diodo  $D_2$  até a corrente cair para zero, como mostrado na Figura 4.5 (a). Quando o interruptor  $S_1$  está ligado, a corrente flui através do indutor dos pontos a para b, conforme mostrado na Figura 4.5 (b).

O **modo 2** ocorre da mesma forma, de modo que  $S_2$  está inicialmente desligado e a corrente flui através do diodo  $D_1$  e do capacitor  $C_1$  até a corrente cair para zero, conforme mostrado na Figura 4.5 (c). Quando  $S_2$  é ligado, a corrente de carga flui no indutor dos pontos b para a, conforme mostrado na Figura 4.5 (d). Quando os diodos  $D_1$  e  $D_2$  conduzem, a corrente retorna para a fonte CC e esses diodos são conhecidos como diodos de realimentação.

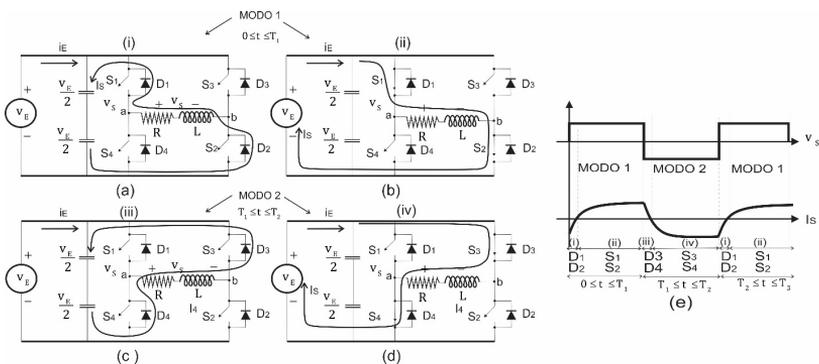
Figura 4.5 | Operação do inversor monofásico em meia ponte com carga não-linear: (a) Modo 1 com  $S_1$  desligado; (b) Modo 1 com  $S_1$  ligado; (c) Modo 2 com  $S_2$  desligado; e (d) Modo 2 com  $S_2$  ligado. Formas de onda da tensão e da corrente na saída em (e)



Fonte: elaborada pelo autor.

Os modos de operação do inversor em ponte completa com carga indutiva são mostrados na Figura 4.6 em (a), (b), (c) e (d) e são descritos a seguir. Figura 4.6 (e) mostra a forma de onda da tensão ( $V_s$ ) e da corrente ( $I_s$ ) na saída do inversor.

Figura 4.6 | Operação do inversor monofásico em ponte completa com carga não-linear: (a) Modo 1 com  $S_1$  e  $S_2$  desligado; (b) Modo 1 com  $S_1$  e  $S_2$  ligado; (c) Modo 2 com  $S_3$  e  $S_4$  desligado; e (d) Modo 2 com  $S_3$  e  $S_4$  ligado. Formas de onda da tensão e da corrente na saída em (e).



Fonte: elaborada pelo autor.

O **Modo 1** ocorre no intervalo  $T_0 \leq t \leq T_1$  em que, inicialmente, os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  estão desligados e a corrente ( $I_s$ ) flui pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$  até se tornar zero, como mostrado na Figura 4.6 (a). Quando  $I_s = 0$ , as chaves  $S_1$  e  $S_2$  ficam ativas e passam a conduzir  $I_s$ , conforme a Figura 4.6 (b).

O **Modo 2** ocorre no intervalo  $T_1 \leq t \leq T_2$ . Inicialmente, quando  $t = T_1$ , todos os interruptores estão desligados e a corrente ( $I_s$ ) é conduzida pelo par de diodos  $D_3$  e  $D_4$ , de acordo com a Figura 4.6 (c). Devido à natureza indutiva da carga,  $I_s$  continua fluindo através da carga do ponto a para b e dos diodos  $D_3$  e  $D_4$ , até que  $I_s$  torne-se zero. Quando  $I_s = 0$ , o par de interruptores  $S_3$  e  $S_4$  fica ativo, como mostrado na Figura 4.6 (d). Então,  $S_3$  e  $S_4$  passam a conduzir a corrente  $I_s$ , que acumula na direção oposta (do nó b até o nó a).



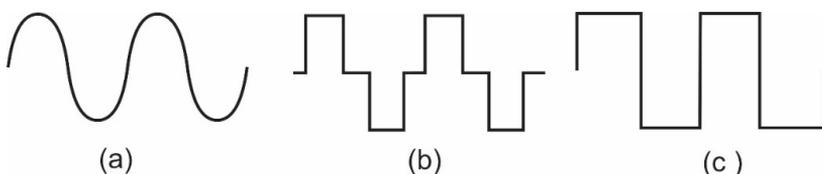
**Assimile**

Na Figura 4.6 (e), os modos de operação do conversor são divididos em 4 zonas distintas. Na Zona I, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  conduzem até que a corrente na saída do inversor ( $I_s$ ) se torne zero. Uma vez que  $I_s$  seja igual a zero, os comutadores  $S_1$  e  $S_2$  conduzem até  $V_s$

se tornar zero, marcado como Zona II. No intervalo  $T_1 \leq t \leq T_2$ , os diodos  $D_3$  e  $D_4$  conduzem na Zona III até  $I_s = 0$ . Finalmente, na Zona IV as chaves  $S_3$  e  $S_4$  conduzem até  $V_s = 0$ .

Um inversor pode produzir uma **onda quadrada**, **onda senoidal**, **onda senoidal modificada**, dependendo da topologia do circuito, conforme a Figura 4.7. Os inversores mais comercializados são de onda senoidal. Isso se deve ao fato de que todos os equipamentos comercializados são projetados para operar com onda senoidais. Os inversores de onda senoidal também são os mais caros.

Figura 4.7 | Forma de onda na saída do inversor: (a) senoidal; (b) senoidal modificada (c) quadrada



Fonte: elaborada pelo autor.

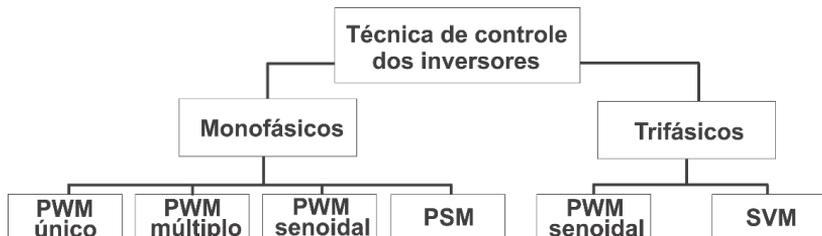


**Pesquise mais**

Um inversor de onda senoidal modificada tem uma forma de onda parecida com uma onda quadrada. A onda senoidal modificada é criada usando um sinal modulado por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) no controle das chaves do inversor.

As técnicas de controle da operação dos inversores monofásicos são **modulação por largura de pulso** (PWM – único, múltiplo e senoidal) e **modulação por deslocamento de fase** (PSM – *Phase Shift Modulation*). Para inversores trifásicos, técnicas importantes de controle de tensão são: PWM senoidal e modulação espacial vetorial (SVM – *Space Vector Modulation*). A Figura 4.8 apresenta as técnicas usadas pelos inversores monofásico e trifásicos.

Figura 4.8 | Técnicas de controle dos inversores monofásicos e trifásicos



Fonte: elaborada pelo autor.

Os **motores elétricos** precisam operar com uma ampla faixa de velocidades. O controle da velocidade pode ser alcançado verificando tanto a frequência quanto a amplitude da tensão que alimenta o motor. Uma forma de controlar esse sinal de tensão é utilizando técnicas de controle como a PWM. Nessa modulação, a **largura do pulso** é variada para controlar a tensão de saída do inversor. Os sinais usados no controle das chaves e a tensão de saída dos inversores de ponte completa monofásicos são mostrados na Figura 4.9. Os sinais de controle das chaves são gerados comparando um **sinal de referência retangular** de amplitude  $A_r$  com um **sinal triangular** de amplitude de  $A_c$ . A frequência do sinal de referência determina a frequência fundamental da tensão de saída. A razão entre  $A_r$  e  $A_c$  é uma variável de controle e definida como **índice de modulação de amplitude (M)**:

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (4.3)$$



### Exemplificando

Um sinal PWM é usado para controlar as chaves de um inversor. Esse sinal é gerado pela comparação de um sinal de referência retangular de amplitude ( $A_r$ ) 2,5 com um sinal triangular. Sabendo que é necessário um índice de modulação de amplitude ( $M$ ) de 5, qual a amplitude do sinal triangular ( $A_c$ )?

Usando a Equação 4.3, obtemos que:

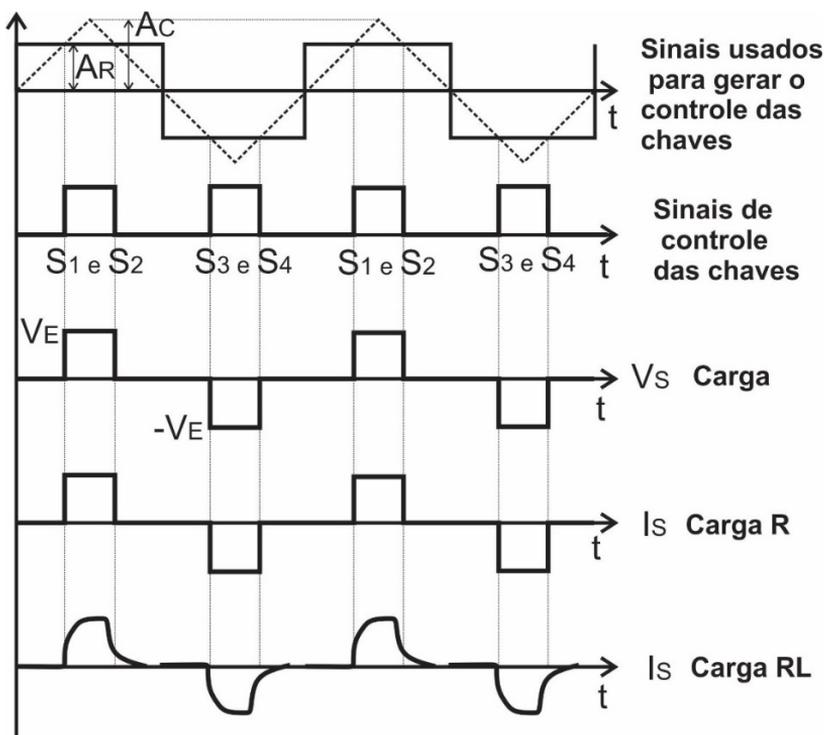
$$5 = \frac{2,5}{A_c}$$

$$A_c = 0,5$$

Assim, um sinal triangular com amplitude 0,5 permite a geração de um sinal com índice de modulação de amplitude 2,5.

As correntes para as **cargas R** e **RL** também são mostradas na Figura 4.9. Variando  $A_r$  de 0 a  $A_c$ , o pulso é modificado de  $0^\circ\text{C}$  a  $180^\circ\text{C}$  e a tensão ( $V_s$ ) de 0 a  $V_E$ .

Figura 4.9 | Tensão e corrente em um inversor monofásico controlado por PWM único



Fonte: elaborada pelo autor.



## Pesquise mais

O EG8010 é um **conversor CC-CA monofásico de onda senoidal** fabricado em um **circuito integrado**. O EG8010 fornece uma onda senoidal pura de 50/60 Hz com alta precisão e baixa distorção harmônica por meio de um oscilador de cristal externo de 12 MHz. Ele foi desenvolvido para aplicações em **sistemas fotovoltaicos** e **eólicos** bem como no **controle da velocidade de motores monofásicos**. Para saber um pouco mais deste conversor acesse o link.

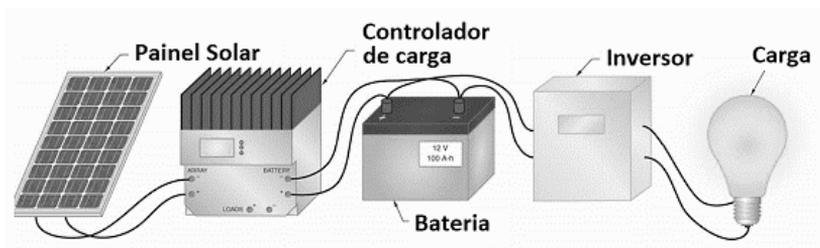
Disponível em: [http://www.lz2gl.com/data/power-inverter-3kw/eg8010\\_datasheet\\_en.pdf](http://www.lz2gl.com/data/power-inverter-3kw/eg8010_datasheet_en.pdf). Acesso em: 13 abr. 2018.

## Sem medo de errar

Retornando a situação-problema, lembre-se de que você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto de um inversor e bateria usados em um sistema fotovoltaico (PV – Photovoltaic)**, como mostrado na Figura 4.9. Diante desse desafio, como você irá dimensionar o **número de painéis solares** e de **baterias usadas**? Como você deve escolher o inversor para sua aplicação?

O sistema é usado para alimentar uma cabine com **duas lâmpadas** (18 Watts cada) e **dois ventiladores** (60 Watts cada) que funcionam durante **6 horas por dia**. A potência máxima fornecida por cada painel solar é de 40 W, o fator de operação é de 75% e a eficiência é de 81%. O fator de operação, ou a relação de desempenho, é definido como a relação entre **o rendimento real** e **o rendimento alvo**. Um painel com fator de operação 50% produz apenas metade do que é esperado na sua especificação. A eficiência de um painel solar é basicamente quanto % de energia da luz do sol o painel solar converte em energia elétrica por  $m^2$ . Ou seja, um painel solar com eficiência de 35% converte 35% da energia que incide sobre o painel, por  $m^2$ , em energia elétrica. Os inversores comerciais disponíveis são de 100, 200 e 500 W. Cada inversor possui uma **eficiência** de 90%, de modo que há uma perda de 10% na conversão da energia CC para CA.

Figura 4.10 | Sistema fotovoltaico a ser projetado



Fonte: adaptada de PV\_SYSTEM (2016a).

Um projeto de sistema solar PV pode ser feito em três etapas:

- Estimativa de carga.
- Estimativa do número de painéis fotovoltaicos.
- Estimativa do banco de bateria.

O requisito de energia total do sistema, ou seja, a carga total conectada ao sistema de painel PV é dada pela soma de potência das cargas ( $P_C$ ), de modo que:

$$P_C = 2 \cdot P_{\text{lâmpada}} + 2 \cdot P_{\text{ventilador}} = 2 \cdot 18 + 2 \cdot 60 = 156 \text{ W}$$

A energia consumida ( $E_C$ ) em um dia é dada em função da quantidade de horas ( $n^\circ \text{horas}$ ) que as cargas operam, de modo que:

$$E_C = P_C \cdot n^\circ \text{ horas} \quad 156 \text{ W} \cdot 6\text{h} = 936 \text{ Wh}$$

A potência de saída ( $P_S$ ) de um painel é função da potência de saída máxima ( $P_{S\_MAX}$ ) e do fator de operação ( $F_0$ ), dada por:

$$P_S = P_{S\_MAX} \cdot F_0 = 40 \cdot 0,75 = 30 \text{ W}$$

A potência de saída real ( $P_{S\_REAL}$ ) usada no uso final é menor devido à menor eficiência ( $\eta$ ) combinada do sistema, resultando em:

$$P_{S\_REAL} = P_S \cdot \eta = 30 \text{ W} \cdot 81\% = 24,3 \text{ W}$$

A energia produzida ( $E_{S\_REAL}$ ) por um painel de 40 W durante 8 horas em um dia, tem-se:

$$E_{S\_REAL} = P_{S\_REAL} \cdot n^\circ \text{ horas} \quad 24,3 \text{ W} \cdot 8 \text{ horas} = 194,4 \text{ Wh}$$

O número de painéis solares ( $N_{PS}$ ) necessários para satisfazer a carga diária estimada é função da razão entre a energia total consumida ( $E_C$ ) e a energia diária produzida por um painel ( $E_{S\_REAL}$ ), de modo que:

$$N_{PS} = \frac{E_C}{E_{S\_REAL}} = \frac{936}{194,4} \cong 5$$

O número de painéis é um número inteiro, por isso é arredondado para cima. O tamanho do inversor é calculado em função da potência das cargas ( $P_C$ ) conectadas no sistema, que é de 156 W. Estão disponíveis inversores com classificação de 100, 200 e 500 W. Portanto, a escolha do inversor deve ser de 200 W.

O sistema fotovoltaico é dimensionado com um **inversor de 200 W** e uma **bateria de 12 V** para alimentar uma **carga total de 156 W**. O sistema possui **cinco painéis solares**, cada um fornecendo uma **potência máxima de 40 W**.

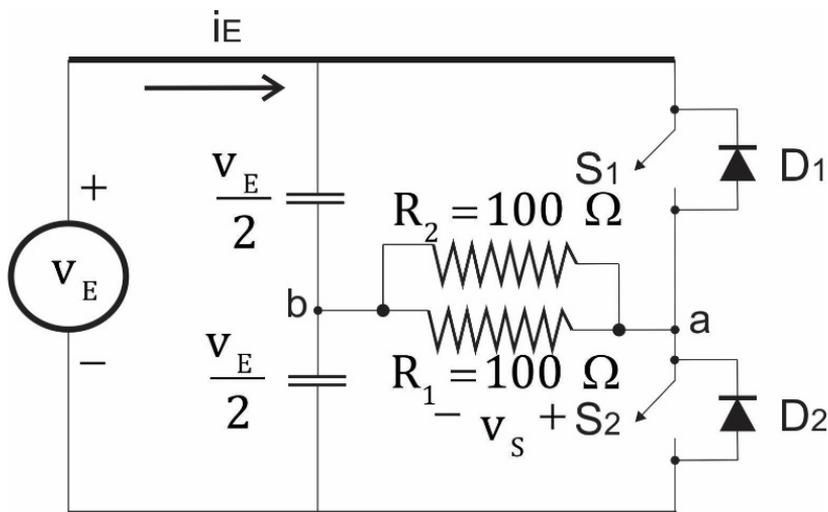
## Avançando na prática

### Avaliação da inserção de uma carga na saída de um inversor

#### Descrição da situação-problema

Você está planejando aumentar o número de cargas alimentadas por um inversor. Atualmente, o circuito opera com uma bateria de 12 V, um inversor monofásico de meia ponte e uma carga resistiva ( $R_1$ ) de **100  $\Omega$** . A carga suporta uma corrente máxima de **100 mA**. Uma carga ( $R_2$ ) de **100  $\Omega$**  foi adicionada em paralelo com a carga inicial, como mostrado na Figura 4.11. Com a nova configuração, será que a corrente fornecida pelo inversor ultrapassará a corrente máxima suportada pela carga, podendo assim danificá-la?

Figura 4.11 | Topologia do inversor monofásico de meia ponte



Fonte: elaborada pelo autor.

### Resolução da situação-problema

A tensão na saída ( $V_s$ ) do inversor meia ponte é função da tensão de entrada ( $V_E$ ) e dada por:

$$V_s = \frac{V_E}{2} = \frac{12}{2} = 6 \text{ V}$$

A corrente de saída ( $I_s$ ) é dada em função da resistência da carga ( $R_1$ ) e dado por:

$$I_s = \frac{V_s}{R_1} = \frac{6}{100} = 60 \text{ mA}$$

Com a inserção de uma resistência ( $R_2$ ) em paralelo com a resistência inicial ( $R_1$ ), a nova resistência ( $R_{\text{NOVO}}$ ) da carga será de

$$R_{\text{NOVO}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} = 50 \text{ } \Omega$$

A nova corrente na carga ( $I_{S\_NOVO}$ ) é obtida por:

$$I_{S\_NOVO} = \frac{V_s}{R_{NOVO}} = \frac{6}{50} = 120 \text{ mA}$$

A corrente na carga agora é **120 mA**. Como as cargas estão ligadas em paralelo, cada carga continuará sendo alimentada por **60 mA**. Assim, a corrente máxima que passa em cada carga possui valor inferior a **100 mA** e, portanto, as cargas não serão danificadas.

## Faça valer a pena

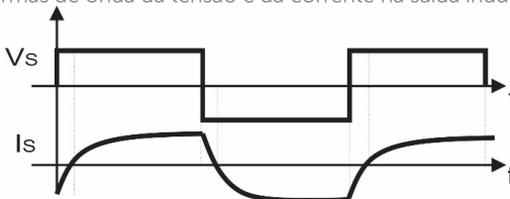
**1.** Um **conversor CC-CA**, ou **inversor de potência**, é um dispositivo eletrônico que transforma uma **corrente ou tensão contínua (CC) em uma corrente ou tensão alternada (CA)**. Existem duas topologias comuns de **inversores monofásicos – ponte completa e meia ponte**.

Com relação às opções abaixo, qual descreve as duas desvantagens do conversor CC-CA ponte completa em relação ao conversor CC-CA meia-ponte?

- a) Possui menor eficiência e a tensão de saída pode ser maior que a de entrada.
- b) Possui mais componentes e controle mais complexo.
- c) Possui fator de *ripple* maior e maior tensão de pico inversa.
- d) Possui menor excursão de sinal de saída e maior taxa de harmônicos.
- e) Possui menor eficiência e são mais custosos.

**2.** A operação do conversor CC-CA com carga indutiva é similar à com carga puramente resistiva. A diferença é que com uma carga indutiva, a corrente na saída do inversor  $I_s$  não altera imediatamente quando a tensão  $V_s$  varia, como mostrado na Figura 4.12.

Figura 4.12 | Formas de onda da tensão e da corrente na saída indutiva do inversor



Fonte: elaborada pelo autor.

Com relação às opções abaixo, qual descreve a importância dos diodos de realimentação na condução de corrente de saída nos inversores e as suas características de operação?

- a) Diodos mantêm a direção da corrente de saída, tornando-se ativos quando a corrente de saída é zero e inativos quando a tensão é zero.
- b) Diodos mantêm a direção da corrente de saída, tornando-se ativos quando a tensão de saída é zero e inativos quando a corrente é zero.
- c) Diodos invertem a direção da corrente de saída, tornando-se ativos quando a corrente de saída é zero e inativos quando a tensão é zero.
- d) Diodos invertem a direção da corrente de saída, tornando-se ativos quando a tensão de saída é zero e inativos quando a corrente é zero.
- e) Diodos mantêm a direção da corrente de saída, tornando-se ativos quando a tensão de saída é zero e inativos quando a corrente é máxima.

**3.** As técnicas de controle da operação dos inversores monofásicos são: **modulação por largura de pulso** (PWM – único, múltiplo e senoidal) e **modulação por deslocamento de fase** (PSM – *Phase Shift Modulation*). Para inversores trifásicos, há técnicas importantes de controle de tensão, sendo elas PWM senoidal e modulação espacial vetorial (SVM – *Space Vector Modulation*).

Um sinal PWM é usado para controlar as chaves de um inversor. Esse sinal é gerado pela comparação de um sinal de referência retangular de amplitude ( $A_r$ ) 4 com um sinal triangular. Sabendo que é necessário um índice de modulação de amplitude ( $M$ ) de 6, qual a amplitude do sinal triangular ( $A_c$ )?

- a) 0,33.
- b) 0,50.
- c) 0,66.
- d) 1,00.
- e) 1,50.

## Seção 4.2

### Conversores CC-CA: inversores de tensão trifásicos

#### Diálogo aberto

Nesta seção estudaremos os inversores de potência trifásicos, dispositivos que convertem o sinal contínuo (CC) em alternado (CA). A conversão trifásica é **mais eficiente do que a monofásica**, embora seja mais complexa e mais custosa. Esses circuitos são usados em **sistemas de acionamento de motores de corrente alternada**, **sistemas de alimentação de energia ininterrupta**, e **sistemas de geração de energia solar fotovoltaica**.

Os inversores podem fornecer um sinal de **onda quadrada e de onda senoidal**. Para se obter o sinal esperado, as chaves dos inversores trifásicos podem ser controladas por duas técnicas de comutação, a de condução por **180 graus** e a de condução por **120 graus**. Na técnica de 180 graus, cada chave permanece ativa por 180° e assim, **três chaves** estão simultaneamente sempre ativas. Na condução de 120 graus, cada chave conduz por 120°, sendo que somente duas estão ativas simultaneamente. Os conversores analisados nesta seção são comutados pela técnica de 180 graus.

Retornando ao contexto, você é o **responsável técnico** que está alocado na equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Agora, você terá o desafio de participar de um projeto de um **VFD – acionador de frequência variável** para controlar um **motor trifásico**. O seu papel no projeto é definir os **valores máximos e mínimos** fornecidos ao conversor para que o motor opere na **faixa de frequência especificada**. Como o VFD pode ser usado para controlar a velocidade do motor trifásico? Como seriam estruturados o **retificador trifásico** e o **inversor trifásico** no projeto do VFD?

Para lhe auxiliar nesta tarefa, vamos discutir as estruturas e a operação dos conversores CC-CA trifásicos controlados pela técnica de condução por 180°. Vamos estudar os modos de operação do inversor e as suas características. Essa seção contempla o essencial dos inversores de potência trifásicos e pode ser enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos. Saiba que com o

conhecimento adquirido aqui, você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência.

Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

Os **inversores trifásicos** são amplamente utilizados no acionamento de **motores de corrente alternada com controle de velocidade** em sistemas de alimentação de energia ininterrupta – **UPS** (*Uninterruptible Power Supply*), como o *no-break* e em **sistemas fotovoltaicos**.

A operação do inversor é baseada numa **técnica de modulação** que controla a **duração** e a **sequência dos sinais** usados para ligar e desligar as chaves de potência. Com o controle das chaves de potência, o inversor produz uma fonte de tensão trifásica, cuja **amplitude, sequência de fase e frequência** são variáveis. A **modulação por largura do pulso** (PWM) é a mais utilizada para controlar os inversores e assim gerar as tensões de saída requeridas.

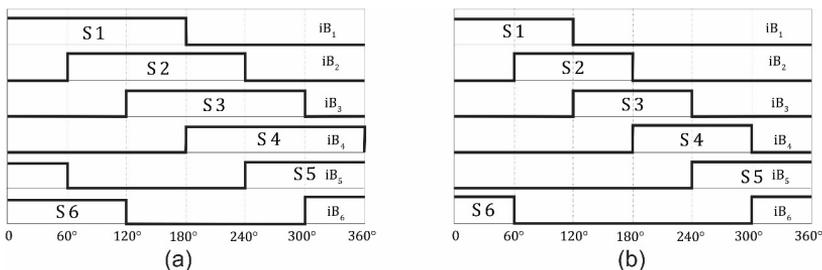


Pesquise mais

A variedade de métodos PWM permite que inversores operem com desempenhos diferentes. A escolha e utilização de um método PWM específico não é uma tarefa simples. Entre os métodos mais pesquisados atualmente estão: **PWM contínuo** (CPWM), **PWM senoidal** (SPWM) e **PWM por espaço vetorial** (SVPWM).

As técnicas de comutação dos inversores mais comuns são: condução por **180 graus** e condução por **120 graus**. No modo de operação 180°, cada interruptor conduz por 180°. Por isso, em qualquer instante, **três interruptores permanecem ligados simultaneamente**. No modo 120°, cada chave conduz por 120°, de modo que duas chaves conduzem simultaneamente. A Figura 4.13 mostra os dois modos de condução.

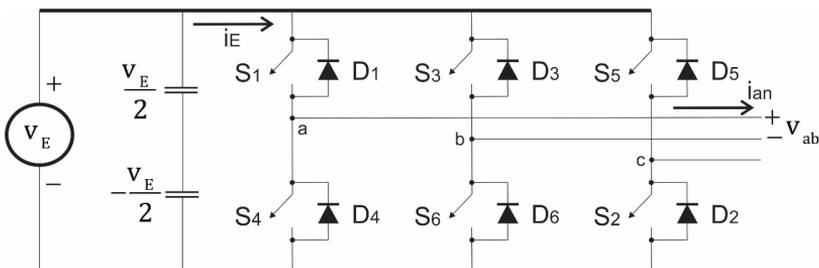
Figura 4.13 | Técnica de comutação da condução dos inversores por: (a) 180°; (b) 120°



Fonte: elaborada pelo autor.

A topologia de um inversor trifásico padrão é mostrada na Figura 4.13 e os modos de comutação válidos são apresentados na Tabela 4.3, considerando a técnica de condução por seis pulsos 180°. Como nos inversores monofásicos, os interruptores de qualquer perna do inversor (**S1 e S4**, **S3 e S6** ou **S5 e S2**) não podem ser **ligados simultaneamente** porque isso resultaria em um **curto-circuito da fonte de alimentação**. Da mesma forma, os interruptores de qualquer perna do inversor não podem ser **desligados simultaneamente**, pois isso resultaria em tensões que dependem da respectiva polaridade de corrente de linha.

Figura 4.14 | Topologia do inversor trifásico



Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 4.3 | Modos válidos para um inversor trifásico

Modo	Chaves ligadas	Chaves desligadas	Vab
1	5, 6 e 1	2, 3 e 4	$V_E$

Modo	Chaves ligadas	Chaves desligadas	V <sub>ab</sub>
2	6,1 e 2	3, 4 e 5	V <sub>E</sub>
3	1,2 e 3	4, 5 e 6	0
4	2, 3 e 4	5, 6 e 1	-V <sub>E</sub>
5	3, 4 e 5	6, 1 e 2	-V <sub>E</sub>
6	4, 5 e 6	1, 2 e 3	0

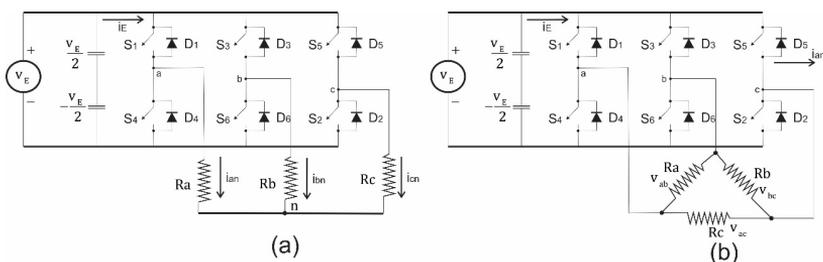
Fonte: elaborada pelo autor.

Para gerar uma determinada forma de onda de tensão, o inversor opera em uma **sequência de modos**. A seleção dos modos é feita pela **técnica de modulação** que habilita e desabilita as chaves referentes àquele modo. Como resolução, as tensões de linha resultantes na saída do inversor possuem os valores:  $V_E$ , 0 e  $-V_E$ .

A Figura 4.15 mostra a topologia do inversor trifásico com uma **carga resistiva** conectada em **estrela - Y** em (a) e em **delta - Δ** em (b). Nesta seção, estudaremos os inversores com carga conectada em **estrela**. Na análise do conversor é convencionado que:

- Uma corrente saindo do **nó a, b** ou **c** e entrando no **ponto neutro n** é positiva.
- Todas as três resistências são iguais,  $R_a = R_b = R_c = R$ .

Figura 4.15 | Topologia do inversor trifásico com carga resistiva: (a) estrela - Y; (b) delta - Δ



Fonte: elaborada pelo autor.

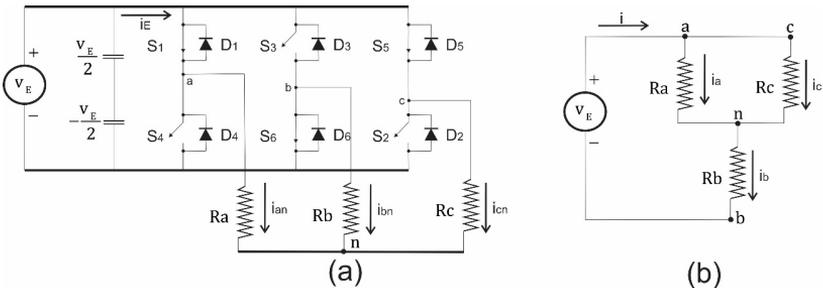


Assim como nos inversores monofásicos, a presença de uma **carga indutiva** faz com que a corrente de saída não mude sua direção instantaneamente. Quando as chaves são desativadas entre um modo e outro, a corrente de saída mantém a sua direção, passando a fluir através do **diodo de realimentação**. Uma vez que a corrente se torna zero, o diodo deixa de conduzir e a corrente volta a fluir através das chaves.

Observe na Figura 4.15 (a) que quando **S1 está ligado**, o terminal **a** é conectado ao terminal positivo da fonte CC de entrada. Da mesma forma, quando o **S4 está ligado**, o terminal **a** é conectado ao terminal negativo da fonte CC de entrada. Existem **seis modos de operação** possíveis em um ciclo e cada modo possui **duração de 60°**. As características de cada modo são descritas a s e resumidas na Tabela 4.4.

No **Modo 1**, os interruptores **S5, S6 e S1** estão ligados no intervalo de tempo  $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$ . Como resultado, os **terminais a e c** estão conectados ao terminal positivo da fonte CC de entrada e o **terminal b** está conectado ao terminal negativo da fonte CC. O fluxo de corrente através de **Ra , Rb e Rc** é mostrado na Figura 4.16a e o circuito equivalente é mostrado na Figura 4.16b.

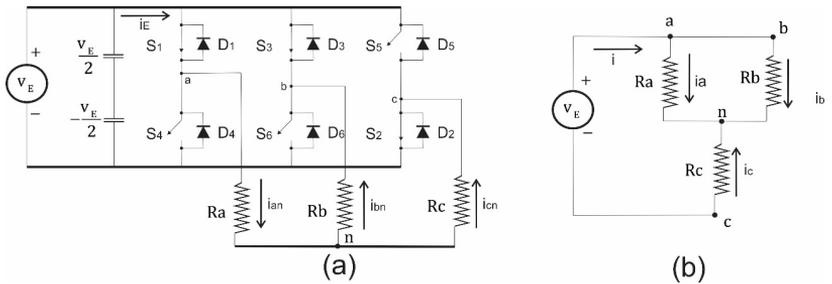
Figura 4.17 | Inversor trifásico com carga resistiva modo 2 em (a) e circuito equivalente em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

No **modo 2**, as chaves **S6**, **S1** e **S2** estão ligadas no intervalo de tempo  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ . O fluxo de corrente e o circuito equivalente são mostrados na Figura 4.17a e na Figura 4.17b, respectivamente.

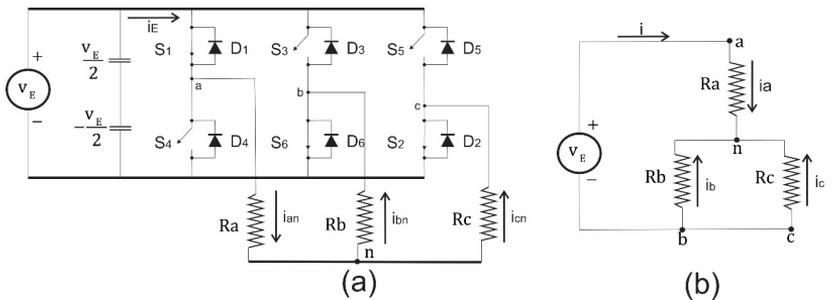
Figura 4.17 | Inversor trifásico com carga resistiva modo 2 em (a) e circuito equivalente em



Fonte: elaborada pelo autor.

No **modo 3**, as chaves **S1**, **S2** e **S3** estão ligadas no intervalo  $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{3}$ . O fluxo de corrente e os circuitos equivalentes são mostrados nas Figuras 4.18a e 4.18b, respectivamente.

Figura 4.18 | Inversor trifásico com carga resistiva modo 3 em (a) e circuito equivalente em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 4.4 | Características do modo de operação do inversor trifásico controlado pela técnica de condução por 180°

Modo	Chaves ativas	Intervalo de operação	Corrente	Tensão
1	S5, S6 e S1	$0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$	$i_a = i_c = \frac{V_E}{3R}; i_b = -\frac{2V_E}{3R}$	$v_{an} = v_{cn} = \frac{V_E}{3}; v_{bn} = -\frac{2V_E}{3}$
2	S6, S1 e S2	$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$	$i_b = i_c = \frac{V_E}{3R}; i_a = -\frac{2V_E}{3R}$	$v_{bn} = v_{cn} = \frac{V_E}{3}; v_{an} = -\frac{2V_E}{3}$
3	S1, S2 e S3	$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{3}$	$i_a = i_b = \frac{V_E}{3R}; i_c = -\frac{2V_E}{3R}$	$v_{an} = v_{bn} = \frac{V_E}{3}; v_{cn} = -\frac{2V_E}{3}$
4	S2, S3 e S4	$\frac{3\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3}$	$i_a = i_c = -\frac{V_E}{3R}; i_b = \frac{2V_E}{3R}$	$v_{an} = v_{cn} = -\frac{V_E}{3}; v_{bn} = \frac{2V_E}{3}$
5	S3, S4 e S5	$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$	$i_b = i_c = -\frac{V_E}{3R}; i_a = \frac{2V_E}{3R}$	$v_{bn} = v_{cn} = -\frac{V_E}{3}; v_{an} = \frac{2V_E}{3}$
6	S4, S5 e S6	$\frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{6\pi}{3}$	$i_a = i_b = -\frac{V_E}{3R}; i_c = \frac{2V_E}{3R}$	$v_{an} = v_{bn} = -\frac{V_E}{3}; v_{cn} = \frac{2V_E}{3}$

Fonte: elaborada pelo autor.

Nos **modos 4, 5 e 6**, os circuitos equivalentes são os mesmos que os **modos 1, 2 e 3**, respectivamente. As correntes ( $i_{an}$ ,  $i_{bn}$  e  $i_{cn}$ ) e tensões ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ ) também são iguais em módulo, com o sentido invertido e, assim, o sinal também é invertido, como mostrado na Tabela 4.4.



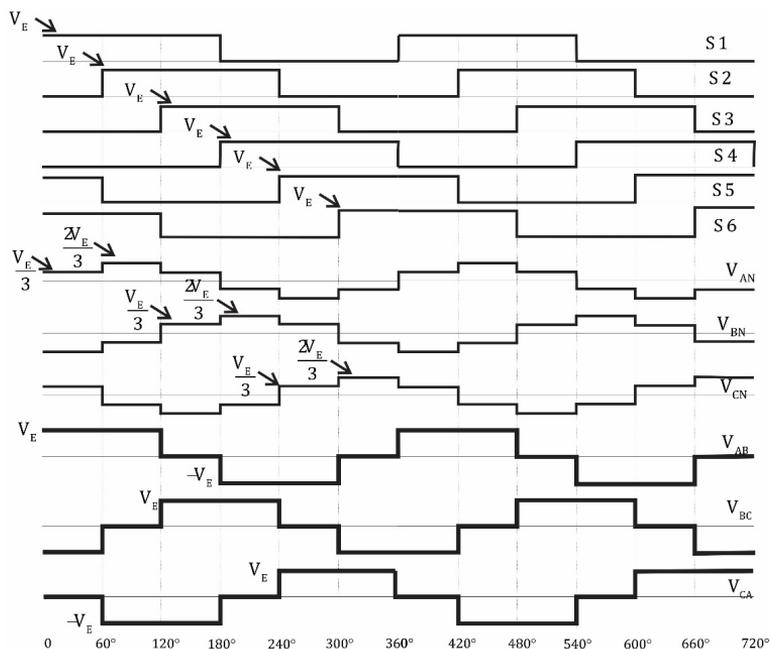
### Exemplificando

Considerando um inversor trifásico em modo de operação de 180° com carga resistiva, como seriam as formas de onda das tensões de fase ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ ) e das tensões de linha em sua saída ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$ )?

Na Figura 4.19 temos os sinais usados para controlar os tiristores de S1 ao S6. As parcelas das tensões de fase ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ ) são calculadas pelas expressões da Tabela 4.4. A partir das tensões de fase, as tensões de linha são obtidas pelas relações:  $v_{ab} = v_{an} - v_{bn}$ ,  $v_{bc} = v_{bn} - v_{cn}$

e  $V_{bc} = V_{bn} - V_{cn}$ . As tensões de linha ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$ ) são mostradas na Figura 4.19. Veja que a tensão de linha varia entre  $V_E$  e  $-V_E$ .

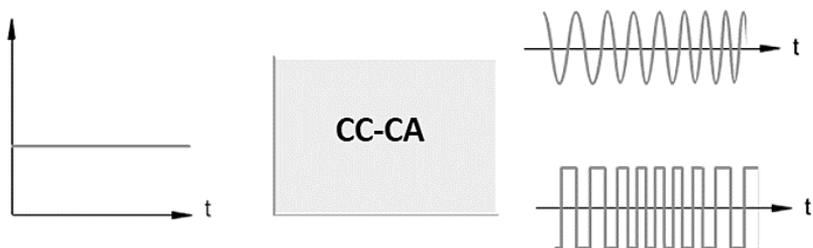
Figura 4.19 | Formas de onda no conversor trifásico com condução 180°



Fonte: elaborada pelo autor.

Além do sinal de onda quadrada, o inversor também pode ser controlado para fornecer uma **onda senoidal pura** e uma **onda senoidal modificada**. A Figura 4.20 ilustra a conversão do sinal CC em uma onda senoidal e uma onda quadrada.

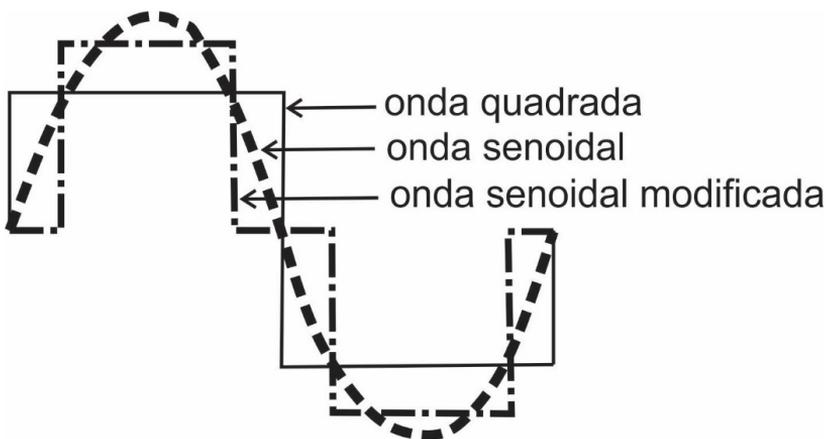
Figura 4.20 | Formas de onda quadrada e senoidal na saída do inversor



Fonte: elaborada pelo autor.

Uma onda quadrada é muito simples com o sinal CC alterando entre positivo e negativo. Dependendo da aplicação, a onda quadrada pode ser adaptada para gerar uma onda senoidal modificada, conforme a Figura 4.21. Ao utilizar a **modulação da largura do pulso** e as **técnicas de filtragem**, a forma de onda pode ser refinada até se parecer muito com a de uma **onda senoidal pura**.

Figura 4.21 | Formas de onda quadrada, senoidal pura e senoidal modificada



Fonte: elaborada pelo autor.

Não há um valor padrão que defina uma onda senoidal pura e vários fabricantes trabalham com especificações diferentes. Geralmente, é convencionalizado para efeitos práticos que quando a **distorção harmônica total (THD)** da forma de onda é **inferior a 3%**, ela é considerada **onda senoidal pura**.



Refleta

Estudamos que os inversores produzem sinais simples, como os de onda quadrada e sinais complexos como os senoidais. Ainda assim, em muitas aplicações são usados outros sinais, tal como a onda senoidal modificada. Você sabe dizer quais seriam as vantagens de usar um sinal de onda senoidal modificada em relação à senoidal pura e à onda quadrada?

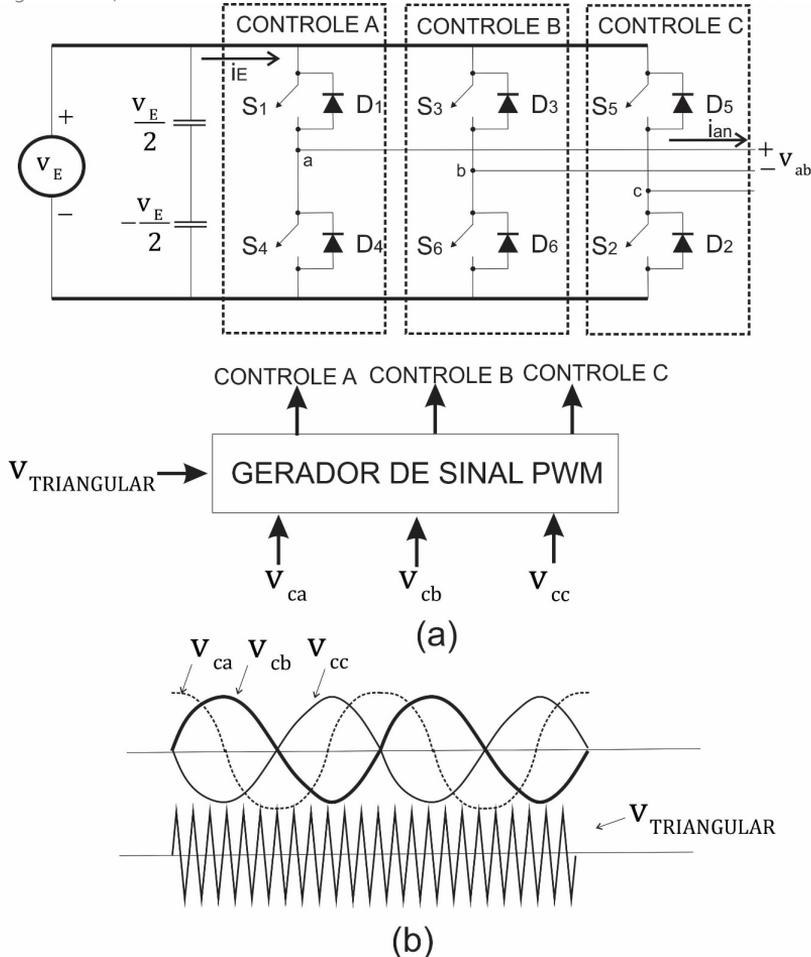
Muitos equipamentos funcionam bem com inversores de onda senoidal modificados, incluindo **motores, eletrodomésticos** e outros itens. Em cargas que requer precisão, são usados os conversores de **onda senoidal puro**, que possuem taxa de distorção harmônica menor. Esses são **mais complexos e custam mais**. Um exemplo de aplicação que exige uma onda senoidal pura é aquele que depende de um cruzamento zero da onda senoidal para o funcionamento, o qual ocorre nos dispositivos de **temporização de osciladores de cristal**.

A Figura 4.22 mostra em (a) um exemplo de um circuito inversor **PWM trifásico** e em (b) as **formas de onda do sinal de referência** ( $V_{\text{TRIANGULAR}}$ ) e dos **sinais de controle** ( $V_{\text{CA}}, V_{\text{CB}}, V_{\text{CC}}$ ). Os sinais  $V_{\text{TRIANGULAR}}, V_{\text{CA}}, V_{\text{CB}}, V_{\text{CC}}$  são usados para gerar o sinal PWM a ser usado no controle dos interruptores. Assim, tomando como exemplo o sinal  $V_{\text{CA}}$  temos que:

a) Quando  $V_{\text{CA}} > V_{\text{TRIANGULAR}}$ , **controle A**  $= \frac{V_{\text{E}}}{2}$

b) Quando  $V_{\text{CA}} < V_{\text{TRIANGULAR}}$ , **controle A**  $= -\frac{V_{\text{E}}}{2}$

Figura 4.22 | Inversor trifásico com PWM: circuito em (a); formas de onda em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

## Pesquise mais

O **TLC4000** é um **conversor CC-CA trifásico** com eficiência máxima de 98,1%. Ele aceita uma tensão na entrada máxima de 1000 V e corrente de entrada máxima de 11 A. Ele foi desenvolvido para aplicações em sistemas fotovoltaicos residenciais e comerciais. Para saber um pouco mais desse conversor acesse o link:

<[https://www.zeversolar.com/fileadmin/user\\_upload/pdf/datasheets\\_en/zeversolar\\_datasheet\\_three\\_phase\\_inverters\\_evershine\\_en.pdf](https://www.zeversolar.com/fileadmin/user_upload/pdf/datasheets_en/zeversolar_datasheet_three_phase_inverters_evershine_en.pdf)>.

Acesso em: 13 abr. 2018.

Retomando a situação-problema, lembre-se de que você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um projeto de um **VFD – acionador de frequência variável** para controlar um motor trifásico. Com o VFD o motor trifásico pode ter a sua velocidade alterada ajustando a frequência da tensão utilizada para alimentá-lo. O diagrama do sistema VFD é ilustrado na Figura 4.23. **O VFD é formado por um retificador e um inversor trifásico**, assim como mostra a Figura 4.24. Tem-se disponível uma tensão de 220 V com frequência de 60 Hz que gera uma tensão constante de 20 V na saída do filtro do retificador. A relação entre a **velocidade de rotação do motor (n)** e a **frequência do sinal de entrada do motor (f)** é dada por:

$$n = 15f$$

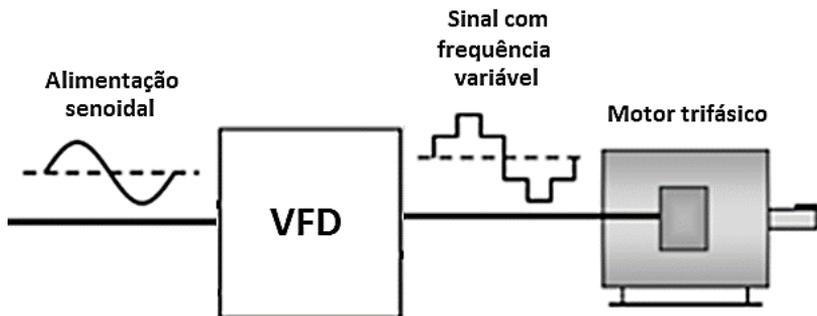
O valor de **f** é função da **frequência do sinal usado pelo microprocessador ( $f_{mp}$ )** e da **tensão de referência ( $V_{REF}$ )**, resultando em:

$$f = f_{mp} \left( \frac{V_{REF} - 20}{20} \right)$$

A frequência  $f_{mp}$  é a frequência do sinal usado pelo microprocessador para gerar os sinais de controle das chaves do inversor. Aqui é considerado que  $f_{mp} = 1 \text{ kHz}$ . A tensão  $V_{REF}$  é a tensão usada na geração do sinal de saída do microprocessador.

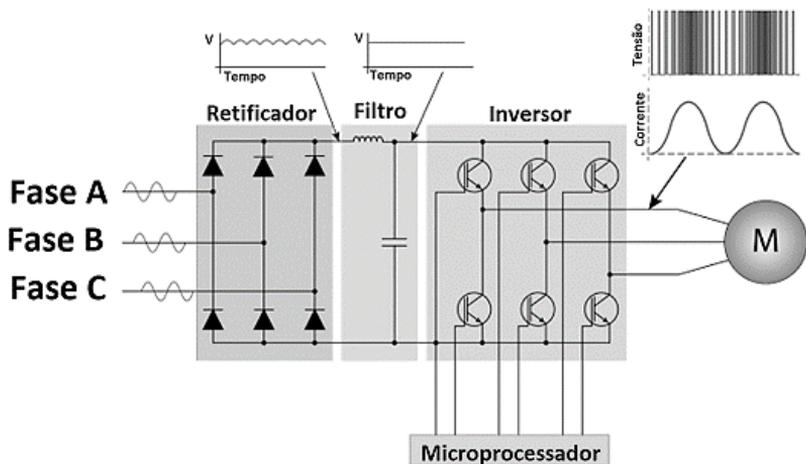
O motor deve operar variando numa **faixa de frequência** de **15 kHz a 30 kHz**. O seu papel no projeto é definir os **valores máximos e mínimos** de  $V_{REF}$  para que o motor opere na **faixa de frequência especificada**.

Figura 4.23 | Diagrama do VFD usado no controle da velocidade de um motor trifásico



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 4.24 | Circuito do VFD formado por um retificador e um inversor trifásico



Fonte: elaborada pelo autor

Como o motor deve operar numa **faixa de frequência** de **15 kHz** a **30 kHz**, a frequência máxima ( $f_{MAX}$ ) na saída do inversor é calculada usando a Equação 4.1, o que resulta em:

$$n_{MAX} = 30 \text{ kHz} = 15f$$

$$f_{MAX} = 2 \text{ kHz}$$

A frequência mínima ( $f_{MIN}$ ) do sinal do inversor é calculada usando a Equação 4.1, o que resulta em:

$$n_{\text{MIN}} = 15 \text{ kHz} = 15f$$

$$f_{\text{MIN}} = 1 \text{ kHz}$$

A faixa de frequência na saída do inversor é de **1 kHz** a **2 kHz**. Assim, calculando a tensão de referência pela Equação (4.2) tem-se a tensão máxima ( $V_{\text{REF\_MAX}}$ ) dada por:

$$2\text{kHz} = 1\text{kHz} \left( \frac{V_{\text{REF\_MAX}} - 20}{20} \right)$$

$$V_{\text{REF\_MAX}} = 60 \text{ V}$$

A tensão mínima de referência ( $V_{\text{REF\_MIN}}$ ) é calculada por:

$$1\text{kHz} = 1\text{kHz} \left( \frac{V_{\text{REF\_MIN}} - 20}{20} \right)$$

$$V_{\text{REF\_MIN}} = 40 \text{ V}$$

Portanto, o microprocessador usa uma tensão de referência que varia de **40 V** a **60 V** assim, garante a operação do motor numa **faixa de frequência** de **15 kHz** a **30 kHz**

## Avançando na prática

**Avaliar a importância dos diodos de realimentação nos inversores**

### Descrição da situação-problema

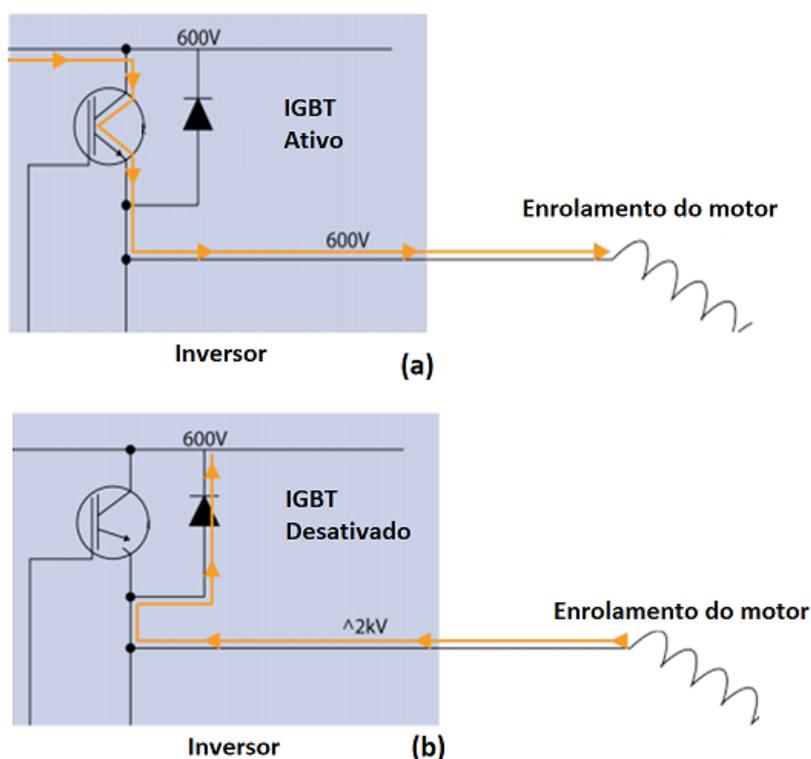
No circuito da Figura 4.25, quando o **IGBT é desligado**, ele fica sujeito a uma **tensão elevada** e potencialmente prejudicial produzida no enrolamento do motor trifásico (indutivo). Essa tensão elevada é resultado do movimento relativo entre a armadura que carrega a corrente e um campo magnético externo e é diretamente proporcional à **velocidade de rotação do motor** e à **tensão aplicada pelo inversor**. Como o problema da tensão elevada pode ser superado para que os IGBT não se danifiquem?

## Resolução da situação-problema

Para superar o problema, utilizam-se **diodos de realimentação** que permitem o fluxo de corrente do enrolamento do motor para o barramento CC quando o IGBT está desligado.

A Figura 4.25 (a) ilustra o fluxo de corrente com o IGBT na posição ativa. Veja que a corrente fluirá através do IGBT e nos enrolamentos do motor. A tensão na carga é igual à tensão no barramento CC.

Figura 4.25 | Sentido da corrente no inversor com o IGBT ligado em (a) e desligado em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

A Figura 4.25 (b) mostra que a corrente é conduzida pelo diodo de realimentação quando um IGBT é desligado. Veja que a tensão produzida no enrolamento do motor pode ser muito

grande ( **20 kV** ), sendo essa tensão maior que a do barramento CC ( **600 V** ). Sem esse caminho, a **tensão na junção do IGBT** é tão alta que o IGBT pode ser danificado. Portanto, os diodos de realimentação têm uma função importante na segurança da operação do inversor, e a sua ausência reduz a confiabilidade do circuito.

## Faça valer a pena

**1.** A operação do inversor é baseada numa **técnica de modulação** que controla a **duração** e a **sequência dos sinais** usados para ligar e desligar as chaves de potência. Com o controle das chaves de potência, o inversor produz uma fonte de tensão trifásica, cuja **amplitude, sequência de fase e frequência** são variáveis. As técnicas de comutação dos inversores mais comuns são: condução por **180 graus** e condução por **120 graus**.

Com relação às opções a seguir, quais descrevem as características da técnica de comutação de condução por 180°?

- a) Cada interruptor conduz por 180° e seis interruptores permanecem ligados simultaneamente.
- b) Cada interruptor conduz por 180° e três interruptores permanecem ligados simultaneamente.
- c) Cada interruptor conduz por 180° e dois interruptores permanecem ligados simultaneamente.
- d) Cada interruptor conduz por 120° e seis interruptores permanecem ligados simultaneamente.
- e) Cada interruptor conduz por 120° e três interruptores permanecem ligados simultaneamente.

**2.** Além do sinal de onda quadrada, o inversor também pode ser controlado para fornecer uma **onda senoidal pura** e uma **onda senoidal modificada**. Uma onda quadrada é muito simples com o sinal CC alterando entre positivo e negativo. Dependendo da aplicação, a onda quadrada pode ser adaptada para gerar uma onda senoidal modificada

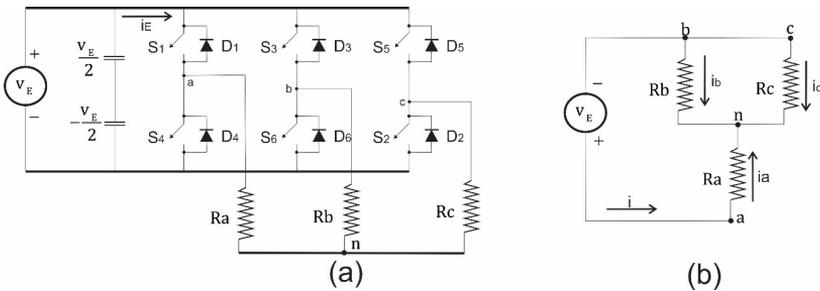
Com relação às opções abaixo, qual descreve as técnicas usadas para converter um sinal de onda quadrada em um sinal senoidal modificado?

- a) Modulação da largura do pulso e as técnicas de filtragem.
- b) Condução por 180 ° e condução por 120°.
- c) Carga em estrela e carga em triângulo.
- d) Flyback e Cúk.
- e) Monofásico e trifásico.

**3.** Para gerar uma determinada forma de onda de tensão, o inversor trifásico opera em uma **sequência de modos**. A seleção dos modos é feita pela **técnica de modulação** que habilita e desabilita as chaves referentes àquele modo. Como resultado, as tensões de linha resultantes na saída do inversor possuem os valores:  $V_E$ , 0 e  $-V_E$ .

Com relação às opções abaixo, qual descreve os interruptores que devem estar ativos no conversor trifásico da Figura 4.26 (a) para se obter o circuito equivalente mostrado na Figura 4.26 (b)?

Figura 4.26 | Topologia do inversor trifásico (a) e circuito equivalente em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

- a) S1, S2 e S6.
- b) S1, S2 e S3.
- c) S1, S5 e S6.
- d) S1, S4 e S5.
- e) S2, S5 e S6.

# Seção 4.3

## Projeto de conversores CC-CA

### Diálogo aberto

Nas seções anteriores você conheceu os conversores CC-CA **monofásicos e trifásicos**, sendo os trifásicos mais eficientes, uma vez que têm menores perdas de potência na operação além de uma menor distorção harmônica. Assim, o sinal na saída do conversor trifásico possui menos interferência e ruído. O ruído está presente tanto na corrente como na tensão na saída do conversor. A presença do ruído é um dos motivos de se usar **filtros harmônicos** formados por **capacitores e indutores**, na saída do conversor CC-CA. Esses dispositivos atuam filtrando os ruídos do sinal na saída. O tamanho do indutor e do capacitor dependem da **frequência de ressonância e da ordem do filtro**. A frequência de ressonância ocorre quando a **reatância capacitiva** de um circuito RLC se torna igual à **reatância indutiva**, assim, a tensão e a corrente estão em fase e há a transferência máxima de potência da fonte para a carga.

Nesta seção, você aprenderá a selecionar o indutor e o capacitor do seu conversor CC-CA em função da frequência de ressonância.

A seleção do conversor CC-CA requer que você conheça as topologias, já estudadas anteriormente, e os parâmetros, como **eficiência, frequência de chaveamento, tipo de onda de saída, potência consumida em modo desligado e taxa de distorção harmônica (TDH)**. Com esse conhecimento você pode avaliar qual o circuito mais adequado para a sua aplicação.

Retornando ao contexto, você é o **responsável técnico** alocado na equipe de **projetos de circuitos eletrônicos**. Agora, você tem o desafio de selecionar o filtro harmônico mais adequado para um **conversor CC-CA** usado em um sistema fotovoltaico. A grande questão do projeto é saber como dimensionar o capacitor e o indutor de saída para que o conversor opere de acordo com as especificações do projeto. O dimensionamento desses dispositivos é em função da frequência de ressonância do filtro e de sua ordem. Como você pode calcular a capacitância e a indutância a serem

usados no filtro? Qual a ordem do filtro mais adequada para seu projeto? Essas são algumas questões interessantes que você deve fazer ao longo do projeto.

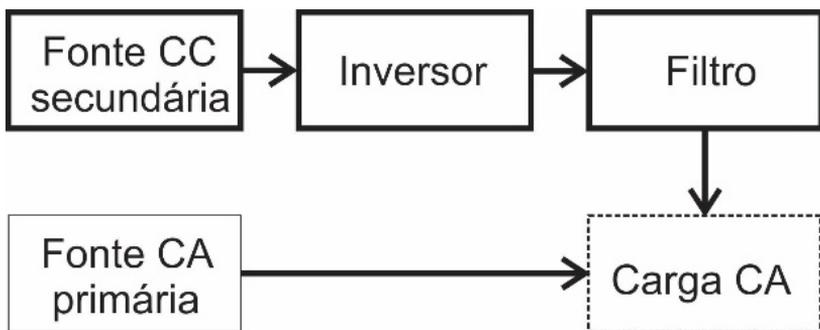
Para lhe auxiliar nessa tarefa, vamos discutir os parâmetros dos conversores CC-CA. Você conhecerá como os parâmetros estão relacionados ao desempenho dos conversores, que são importantes na seleção de um conversor. Essa seção contempla o dimensionamento do capacitor e do indutor dos conversores e pode ser enriquecida com *datasheets*, artigos e outros materiais técnicos. Saiba que com o conhecimento adquirido aqui, você estará apto para futuros projetos de eletrônica de potência.

Bons estudos e um ótimo trabalho!

## Não pode faltar

Estudamos nesta unidade que os inversores são dispositivos capazes de converter um sinal CC em CA, eles geralmente são alimentados por um **sinal contínuo**, por exemplo uma tensão de 12 V de uma bateria e fornece um **sinal alternado**. Para alimentar um **aparelho eletrônico portátil** como um celular ou um LED, uma tensão de 5 V CC é suficiente. Mas para muitos **aparelhos eletrodomésticos**, como uma geladeira, máquina de lavar ou televisão, certamente usamos energia alternada, já que a maioria desses aparelhos são projetados para serem executados em CA. Para essas aplicações, quando se tem disponível apenas fontes CC, como uma bateria, os inversores são de grande utilidade porque são usados em **fonte de alimentação ininterrupta** (UPS – *Uninterruptible Power Supply*), uma fonte de **alimentação secundária** que entra em ação quando há interrupção no fornecimento de **energia primária CA**, alimentando os dispositivos a ele ligados. O sistema UPS é formado por células que armazenam energia CC, que mais tarde precisa ser convertida em CA para alimentar cargas trifásicas, tais como motores trifásicos, sistemas de refrigeração, etc. A Figura 4.27 mostra um diagrama da funcionalidade do sistema UPS.

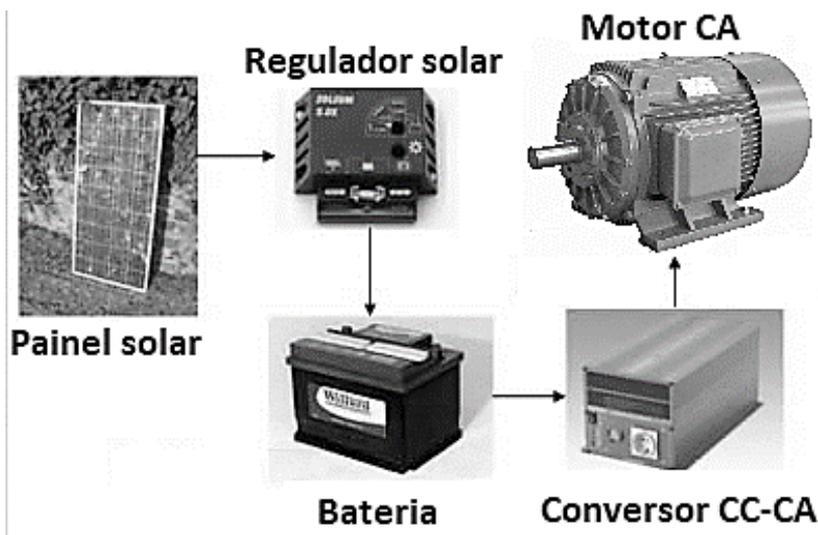
Figura 4.27 | Esquema do sistema de fornecimento de energia CA usando um inversor



Fonte: elaborada pelo autor.

Além das baterias, a energia CC pode ser gerada em **sistemas fotovoltaicos**. Essa forma de gerar energia é vantajosa por ser **renovável**, **limpa**, e **econômica**, pois requer baixo custo de manutenção dos equipamentos. Nos sistemas fotovoltaicos, os inversores são usados junto aos **painéis solares** que produzem um sinal CC, que é então convertido em CA. Em sistemas mais complexos são usados um regulador solar e uma bateria. A Figura 4.28 ilustra o diagrama do inversor em um sistema fotovoltaico.

Figura 4.28 | Esquema do sistema fotovoltaico com um inversor



Fonte: adaptada de SOLAR\_POWER (2016).

Esses são alguns dos exemplos mais comuns nos quais os inversores são amplamente usados, fornecendo sinais na forma de **onda quadrada**, **onda senoidal modificada** ou **onda senoidal pura**. Os inversores de onda senoidal pura alimentam os dispositivos com **mais precisão**, **menos perda de energia** e **menor geração de calor**.

O processo de formação da onda senoidal pura é geralmente realizado tomando uma fonte de tensão CC, que pode ser aumentada usando um **conversor CC-CC elevador (conversor Boost)**, ou usando um **transformador elevador** após o estágio CA. Um sinal **PWM** é usado no controle das chaves do inversor para codificar uma onda senoidal.

A variante mais simples da conversão CC-CA é a produção de uma onda quadrada, em sua formação, a tensão de carga é comutada entre o **nível alto** e o **nível baixo**, sem fornecer um nível de tensão intermediário. Os inversores de onda quadrada raramente são utilizados na prática, já que muitos dispositivos que utilizam **circuitos de temporização** requerem uma precisão obtida apenas com a onda senoidal. Além disso, uma onda quadrada possui **componentes de 3º e 5º harmônicos relativamente grandes** que provocam uma dissipação de potência e a redução severa da eficiência dos dispositivos que usam esses inversores como fonte de energia.



#### Pesquise mais

Um **sinus harmônico** é definido como aquele cuja frequência é um **múltiplo inteiro da frequência fundamental** do sinal de alimentação. Assim, um sinal de onda quadrada com harmônicos é deformado em relação a um sinal de onda quadrada puro.

Os inversores também são classificados de acordo com o número de níveis em sua saída. O inversor de onda quadrada, por exemplo, apresenta um nível positivo e outro negativo, sendo conhecido como inversor de **dois níveis**, já o **multinível** possui mais de dois níveis, o que reduz a **distorção harmônica**.



O número de níveis indica o quão próximo torna-se um sinal comparado a uma onda senoidal pura. Veja na Figura 4.29 (a) um sinal

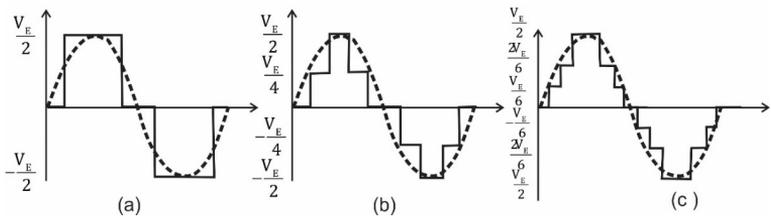
senoidal modificado com 3 níveis:  $\frac{V_E}{2}$ , 0 e  $-\frac{V_E}{2}$ ; com 5 níveis em

(b):  $\frac{V_E}{2}$ ,  $\frac{V_E}{4}$ , 0,  $-\frac{V_E}{4}$  e  $-\frac{V_E}{2}$ ; e com 7 níveis em (c):  $\frac{V_E}{2}$ ,  $\frac{V_E}{3}$ ,  $\frac{V_E}{6}$

0,  $-\frac{V_E}{6}$ ,  $-\frac{V_E}{3}$ ,  $-\frac{V_E}{2}$ . Quanto maior for o número de níveis, mais

próximo o sinal será de uma onda senoidal pura e, assim, menor será a distorção harmônica.

Figura 4.29 | Sinal de inversores multinível: (a) **três níveis**; (b) **cinco níveis**; (c) **sete níveis**



Fonte: elaborada pelo autor.

O inversor ideal possui **100% de eficiência**, **potência infinita** e a **saída de onda senoidal**. Na prática, todos os inversores apresentam pontos fortes e fracos. Uma vez que a tecnologia de semicondutores evolui, dispositivos como os **transistores**, **tiristores** e **diodos** tornam-se mais rápidos e eficientes, o que permite o desenvolvimento de inversores melhores.

A Tabela 4.5 mostra uma comparação dos diferentes tipos de inversores comerciais, bem como um grande número de **topologias** de inversores, destacando o **tipo de chave**, a **frequência de chaveamento**, a **forma de onda na saída**, a **taxa de distorção harmônica total**, a **eficiência típica**, e o **consumo de potência em modo desligado**.

Tabela 4.5 | Comparativo entre diversos tipos de topologias de inversores

Topologia	Tipo de chave	Frequência da chave	Onda na saída	TDH	Eficiência típica	Potência em modo desligado
Push-Pull_1	Tiristor	Baixa	Quadrada	Alta (50%)	80%	Alto
Push-Pull_2	MOSFET	Baixa	Senoidal modificada	Média (15%-35%)	80%-90%	Baixo
Ponte completa baixa frequência	MOSFET	Baixa	Senoidal modificada	Média (15%-35%)	85%-95%	Baixo
Ponte completa alta frequência	MOSFET	Alta	Senoidal modificada	Média (15%-35%)	85%-90%	Médio
Multinível de alta frequência	MOSFET	Alta	Senoidal	Baixa (1%-5%)	70%-90%	Alto
Multinível de baixa frequência	MOSFET	Baixa	Senoidal	Baixa (3%-5%)	85%-95%	Baixo
Multinível híbrido	MOSFET	Alta	Senoidal	Baixa (1%-5%)	85%-95%	Médio

Fonte: adaptada de DIESEL\_DUCK (2014).



## Refleta

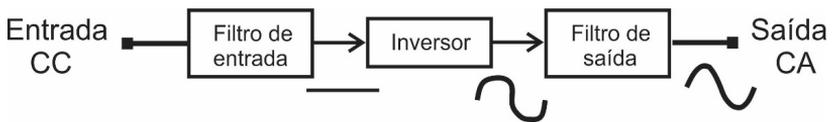
A Tabela 4.5 mostra alguns tipos de inversores. A variedade de topologias atualmente é bem maior, mas cada fabricante desenvolve seus dispositivos com a finalidade de atender a diferentes aplicações, de modo que eles apresentam desempenhos diferentes. Sendo assim, como podemos escolher um inversor para uma aplicação?

É fundamental que um inversor selecionado possua desempenho suficiente para operar as cargas específicas de um projeto, assim, são consideradas duas etapas na seleção do inversor.

**A primeira etapa** na seleção do inversor é calcular a **potência total** (Watts) de todos os aparelhos que você planeja alimentar. Praticamente todos os equipamentos alimentados por corrente alternada possuem um rótulo, indicando quantos Watts de potência este precisa para operar.

A **segunda etapa** é determinar as características da sua carga. As cargas de corrente alternada geralmente se dividem em duas categorias: **cargas eletrônicas**, como fontes de alimentação chaveadas encontradas nos computadores e **cargas de motores**, como o compressor no refrigerador. Ambos tipos requerem **níveis diferentes** de potência necessários para a partida, geralmente chamado de **pico de sobretensão** para cargas eletrônicas, ou **corrente de rotor bloqueado** para cargas de motor. A corrente de rotor bloqueado é a corrente absorvida pelo motor com o rotor bloqueado (travado, com velocidade zero) sob tensão e frequência nominais. Tanto a **corrente de pico de sobretensão** quanto a **corrente de rotor bloqueado** são quase sempre consideravelmente maiores do que a **corrente de carga em regime permanente** (corrente necessária para alimentar a carga após o início da operação). Ambas devem ser consideradas ao dimensionar o **inversor**, a **bateria** e os **cabos** que conectam os dois em um sistema fotovoltaico, conforme exemplificado na Figura 4.30.

Figura 4.30 | Filtros de entrada e saída do inversor

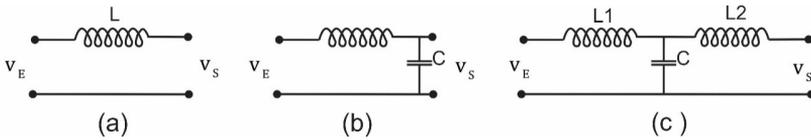


Fonte: elaborada pelo autor.

Filtros são usados na entrada e na saída do inversor com finalidades distintas. A Figura 4.30 ilustra a aplicação dos filtros no sinal em cada estágio. O **filtro de entrada** remove o ruído presente no sinal CC e assim fornece uma tensão limpa ao circuito do inversor. O filtro de saída, conhecido como **filtro harmônico**, remove os componentes de alta frequência na saída do inversor, produzindo uma onda quase senoidal.

Como observamos na Tabela 4.5, algumas topologias de inversores apresentam uma taxa de **distorção harmônica total (TDH)** significativa, o que afeta a eficiência do conversor. Filtros harmônicos são usados para reduzir o TDH. Os filtros harmônicos mais comuns são de **primeira ordem** ( $L$  – filtro indutivo), **segunda ordem** ( $LC$  – filtro indutivo capacitivo) e **terceira ordem** ( $LCL$  – filtro indutivo capacitivo indutivo), como mostrado na Figura 4.31.

Figura 4.31 | Topologia de filtros de: (a) primeira ordem; (b) segunda ordem e (c) terceira ordem



Fonte: elaborada pelo autor.

O **filtro de primeira ordem** é formado por um **único indutor**, como mostrado na Figura 4.31 (a), cuja **atenuação** é da ordem de **-20 dB / década** em toda a faixa de frequência. Usando esse filtro, a frequência de comutação do inversor deve ser alta para atenuar suficientemente os harmônicos do inversor.

O filtro **LC** na Figura 4.31 (b) é um **filtro de segunda ordem** que dá uma atenuação de **-40 dB / década**. Uma vez que o filtro L anterior resulta em uma baixa atenuação dos componentes de chaveamento do inversor, é necessário um capacitor para atenuar ainda mais a distorção harmônica. Esse componente deve ser selecionado para produzir **baixa reatância** na frequência de comutação. Contudo, nessa faixa de frequência, esse elemento deve apresentar uma **impedância de grande magnitude**. A **frequência de ressonância** ( $f_0$ ) é calculada em função da **indutância** ( $L$ ) e **capacitância** ( $C$ ) do filtro de modo que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

O filtro **LC** é adequado para configurações em que a impedância de carga é relativamente alta e acima da frequência de comutação. O **consumo de energia reativa** do filtro **LC** é maior do que o do filtro  $L$  devido a adição do capacitor.

O **terceiro filtro** é a configuração **LCL** mostrada na Figura 4.31 (c), o qual produz uma **melhor atenuação dos harmônicos** de comutação do inversor do que os filtros  $L$  e **LC**.

O filtro **LCL** apresenta baixa distorção harmônica cuja atenuação é de **-60 dB / década** para frequências acima da frequência de ressonância. A **frequência de ressonância** ( $f_0$ ) do

filtro **LCL** é dada em função das duas indutâncias ( $L_1$  e  $L_2$ ) e da capacitância ( $C$ ) por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}$$

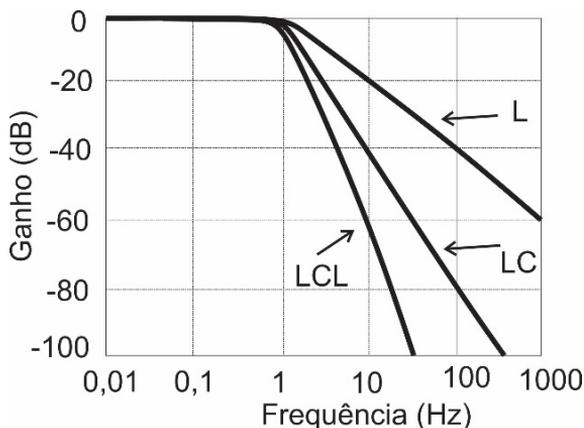
Um filtro **LCL** pode atingir níveis reduzidos de distorção harmônica para menores frequências de comutação. Por outro lado, o filtro **LCL** pode causar uma **distorção na corrente de entrada** dinâmica e estacionária devido a **frequência de ressonância**.



Pesquise mais

O filtro é um circuito formado por **capacitância**, **indutância** e **resistência** e usado para separar uma faixa de frequência. A resistência apenas atenua o sinal de entrada enquanto a capacitância e a indutância modificam o sinal durante a transição do estado inicial para o estado estacionário final, pois eles **armazenam** ou **liberam** energia de forma **exponencial** a partir do sinal de entrada. A Figura 4.32 mostra a atenuação do ganho em função da frequência nos filtros **L**, **LC** e **LCL**. Na escala de frequência do gráfico, uma década é uma variação da frequência em dez vezes. Por exemplo, uma variação de 1 a 10 Hz representa uma década, enquanto de 50 a 5000 Hz representam duas décadas (50 a 500 Hz e depois 500 a 5000 Hz).

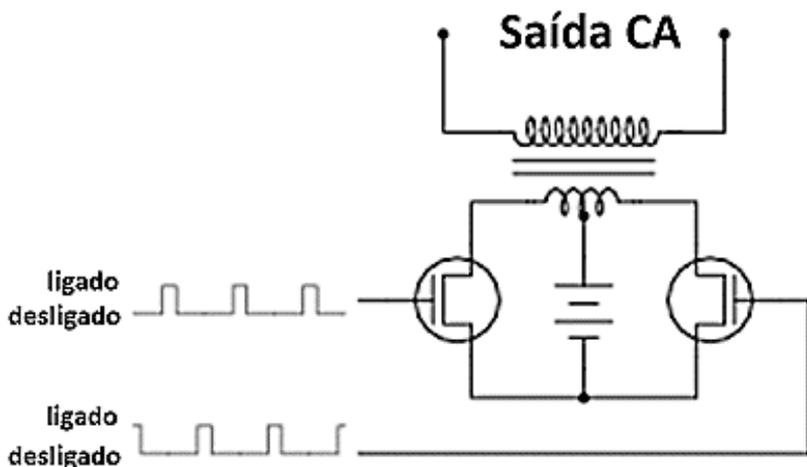
Figura 4.32 | Topologia de filtros de: (a) primeira ordem; (b) segunda ordem e (c) terceira ordem



Fonte: elaborada pelo autor.

Uma simplificação de um inversor de potência usa um **par de transistores** para alternar a corrente CC através do enrolamento de um **transformador elevador** de forma centralizada, como mostra a Figura 4.33. Para que este circuito funcione corretamente, os **sinais de "disparo"** do transistor devem ser precisamente sincronizados para garantir que os dois nunca estejam ligados **simultaneamente**. Os sinais de disparo são geralmente gerados por circuitos digitais cujas frequências determinam a frequência de operação do inversor.

Figura 4.33 | Simplificação de topologia comum de um inversor



Fonte: elaborada pelo autor.



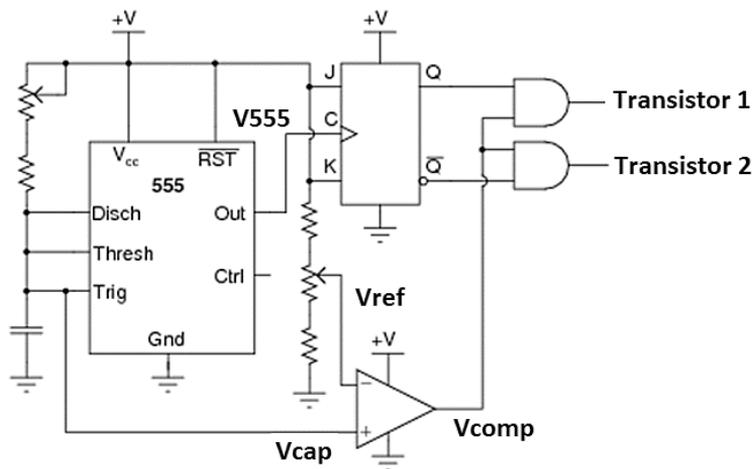
### Exemplificando

O circuito apresentado na Figura 4.33 é formado por dois MOSFET cujo sinal de controle é fornecido por um circuito digital. Qual seria uma possível solução de circuito para gerar sinais de disparo dos MOSFET?

O diagrama esquemático mostrado na Figura 4.34 mostra um circuito para gerar os sinais de disparo. Ele é formado por um **temporizador 555**, **resistências**, **comparador**, **flip-flop** e outras **portas digitais**.

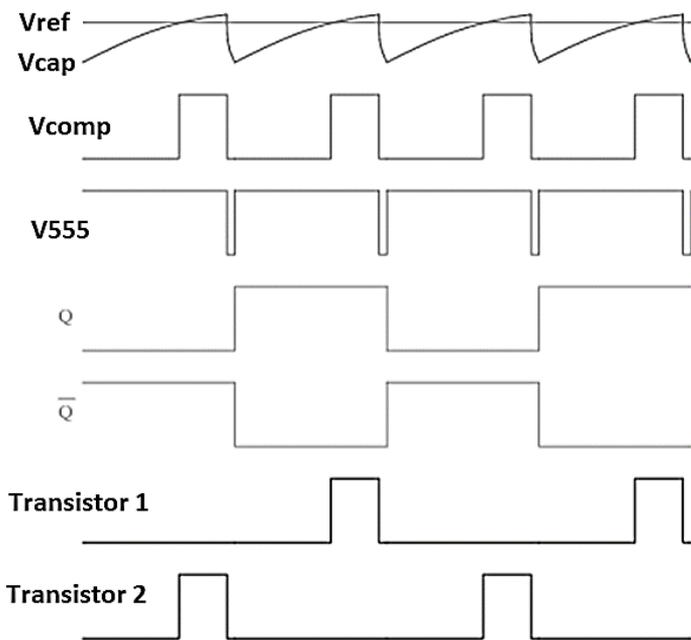
A Figura 4.35 ilustra os sinais gerados por esse circuito. Observe que os sinais fornecidos aos dois transistores não se sobrepõem.

Figura 4.34 | Circuito gerador de sinais para controlar os MOSFET



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 4.35 | Sinais usados no controle das chaves nos inversores



Fonte: elaborada pelo autor.

Os conversores apresentados ao longo deste material tornam-se mais complexos com o desenvolvimento de **novos dispositivos semicondutores** e o aperfeiçoamento dos dispositivos existentes. Assim como os **conversores CA-CC** e os **conversores CC-CC**, os **conversores CC-CA** tornaram-se mais complexos, mais eficientes, mais rápidos, trazendo uma revolução na eletrônica de potência.



### Pesquise mais

O inversor foi originalmente desenvolvido em razão da sua principal função de conversão CA-CC, mas seu papel desde então foi expandido em sistemas fotovoltaicos. Funcionando como o cérebro do sistema fotovoltaico, as soluções avançadas de inversores são agora responsáveis por comunicações, monitoramento, gerenciamento de energia inteligente, armazenamento, segurança e muito mais. Para saber mais sobre a evolução dos inversores de potência, está disponível um informativo sobre o avanço da tecnologia dos inversores de potência em:

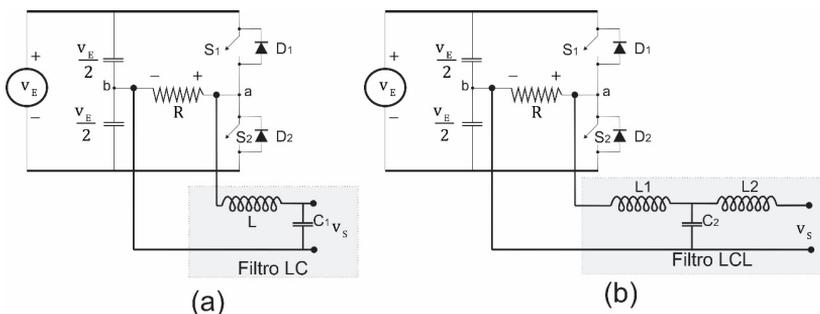
SOLAR\_ENERGY – **Advances in Inverter Technology**. Disponível em: <<https://www.altenergymag.com/article/2016/08/advances-in-inverter-technology/24319/>>. Acesso em: 16 abr. 2018

## Sem medo de errar

Você é o responsável técnico contratado por uma equipe de projetos de circuitos eletrônicos. Atualmente, sua equipe está trabalhando em um **projeto de um filtro harmônico para um conversor CC-CA em um sistema fotovoltaico**. Os filtros possuem indutores e capacitores que filtram o sinal na saída, reduzindo os ruídos na carga. A fonte desses ruídos são os harmônicos presentes nos componentes não-lineares do sistema. Como responsável técnico, você deve avaliar os filtros a serem usados em um inversor monofásico. Para isso, precisa **dimensionar o capacitor de saída** a ser usado em função do **indutor de 100 mH disponível** e a **frequência fundamental de 60 Hz** na saída da carga.

A Figura 4.36 mostra a topologia do inversor monofásico com um filtro de segunda ordem em (a) e com um filtro de terceira ordem em (b).

Figura 4.36 | Topologia do inversor monofásico com filtro LC em (a) e LCL em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

Para o **Filtro LC**, a **capacitância** ( $C_1$ ) é calculada em função da **indutância** ( $L$ ) e da **frequência fundamental** ( $f_0$ ), de modo que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}$$

Substituindo os valores da indutância ( $L$ ) do indutor disponível e da frequência fundamental ( $f_0$ ), obtemos:

$$60 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \text{ mH} \cdot C_1}}$$

$$C_1 = 70,36 \text{ } \mu\text{F}$$

Para o **filtro LCL**, a **frequência de ressonância** ( $f_0$ ) é em função das duas indutâncias ( $L_1$  e  $L_2$ ) e da capacitância ( $C_2$ ), e dado por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} C_2}}$$

Substituindo os valores das indutâncias ( $L_1$  e  $L_2$ ) do indutor disponível e da frequência fundamental ( $f_0$ ), obtemos que:

$$60 \text{ Hz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{100 \text{ mH} + 100 \text{ mH}}{100 \text{ mH} \cdot 100 \text{ mH} \cdot C_2}}}$$

$$C_2 = 140,7 \text{ } \mu\text{F}$$

A capacitância a ser usada no filtro de terceira ordem (LCL) é duas vezes maior do que a necessária ao filtro de segunda ordem (LC). Assim, se formos usar um capacitor comercial  $150 \mu\text{F}$ , por exemplo, o filtro de terceira ordem é o mais adequado. Podemos ainda utilizar dois capacitores de  $150 \mu\text{F}$  em série e obter uma capacitância de  $75 \mu\text{F}$  adequada para o filtro de segunda ordem.

A Figura 4.37 ilustra os sinais na saída de um filtro de segunda ordem em (a) e de terceira ordem em (b) para os valores calculados. A distorção harmônica no sinal em (a) é maior do que no sinal em (b), o que é visto pela maior trepidação do ruído. Ainda assim, em ambos os filtros a distorção não é tão significativa. Uma distorção harmônica excessiva leva a um sobreaquecimento ou mesmo queima dos componentes da rede. Portanto, embora o filtro de terceira ordem seja mais adequado, o de segunda ordem consegue filtrar o sinal de forma aceitável para a maioria das aplicações que requerem menor sensibilidade.

Figura 4.37 | Forma de onda na saída do inversor monofásico com filtro LC em (a) e LCL em (b)



Fonte: elaborada pelo autor.

## Avançando na prática

### Seleção de uma topologia de conversor CC-CA

#### Descrição da situação-problema

Você está selecionando um **conversor CC-CA** para uma aplicação com algumas restrições:

- 1- O conversor será usado com uma carga **sensível ao ruído**.
- 2- Uma **eficiência do sistema acima de 90%** é recomendável.

3- O conversor opera com uma **frequência de comutação** elevada.

Entre as opções da Tabela 4.6, qual seria a mais adequada para a aplicação considerada?

Tabela 4.6 | Comparativo entre diversos tipos de topologias de inversores

Topologia	Frequência da chave	Onda na saída	TDH	Eficiência típica
Push-Pull_1	Baixa	Quadrada	Alta (50%)	80%
Push-Pull_2	Baixa	Senoidal modificada	Média (15% - 35%)	80% - 90%
Ponte completa baixa frequência	Baixa	Senoidal modificada	Média (15% - 35%)	85% - 95%
Ponte completa alta frequência	Alta	Senoidal modificada	Média (15% - 35%)	85% - 90%
Multinível de alta frequência	Alta	Senoidal	Baixa (1% - 5%)	70% - 90%
Multinível de baixa frequência	Baixa	Senoidal	Baixa (3% - 5%)	85% - 95%
Multinível híbrido	Alta	Senoidal	Baixa (1% - 5%)	85% - 95%

Fonte: adaptada de DIESEL\_DUCK (2014).

### Resolução da situação-problema

Entre as opções da Tabela 4.6, os conversores recomendados para operar carga sensível ao ruído são aqueles com baixo TDH, cuja onda na saída é senoidal. Dessa forma, os mais adequados são os multiníveis. Entre os conversores multiníveis, os de baixa frequência e os híbridos possuem frequência de comutação acima de 90%. Como a aplicação requer uma elevada frequência de comutação, a melhor opção seria o conversor multinível híbrido.

Devido a complexidade e ao número de dispositivos semicondutores adicionados, os inversores multinível são atualmente mais adequados para aplicações de alta potência. Estes conversores reduzem os harmônicos, portanto, possuem uma eficiência melhor em comparação aos outros conversores.

## Faça valer a pena

**1.** Os inversores são amplamente usados em sistemas eólicos e fotovoltaicos, fornecendo sinais na forma de **onda quadrada**, **onda senoidal modificada** ou **onda senoidal pura**. Enquanto os inversores de onda senoidal são os mais usados, os inversores de onda quadrada são muito raramente utilizados na prática.

Com relação às opções abaixo, qual descreve corretamente um motivo do inversor de onda quadrada ser pouco usado na prática?

- a) Possui componentes de 3º e 5º harmônicos relativamente grandes.
- b) Possui estrutura complexa, assim, requer um filtro de terceira ordem.
- c) Possui muitos componentes e são muito caros.
- d) Possui corrente de fuga elevada, o que reduz o tempo de vida dos conversores.
- e) Possui eficiência típica inferior a 30%, tornando-o inviável na maioria das aplicações.

**2.** Os inversores possuem uma grande variedade de topologias atualmente. Cada fabricante desenvolve seus dispositivos com a finalidade de atender às diferentes aplicações, de modo que eles apresentam desempenhos diferentes. Na seleção de um inversor, é fundamental que possua um desempenho adequado para operar as cargas específicas de um projeto. Assim, são consideradas duas etapas na seleção do inversor.

Qual das opções seguintes indica as duas etapas consideradas na seleção de um conversor CC-CA para uma aplicação específica?

- a) Calcular a potência total e determinar as características da carga.
- b) Avaliar a temperatura e a eficiência do conversor.
- c) Estimar a corrente de fuga e a corrente quiescente no conversor.
- d) Calcular a faixa de corrente na entrada e tamanho do capacitor.
- e) Avaliar a tensão de *overshoot* e ruído na tensão de saída do conversor.

**3.** O filtro **LC** é um **filtro de segunda ordem** que dá uma atenuação de **-40 dB / década**. Uma vez que o filtro **L** resulta em uma baixa atenuação dos componentes de chaveamento do inversor, é necessário um capacitor para atenuar ainda mais a distorção harmônica. Este componente deve ser selecionado para produzir **baixa reatância** na frequência de comutação. Mas nessa faixa de frequência, esse elemento deve apresentar uma **impedância de grande magnitude**.

EM um conversor CC-CA, pretende-se usar um filtro de segunda ordem com a finalidade de reduzir a distorção harmônica de saída. Sabendo que a frequência de ressonância ( $f_0$ ) é de 200 Hz e o indutor de 10 mH, calcule a capacitância a ser usada no filtro.

- a) 63,32  $\mu\text{F}$  .
- b) 54,32  $\mu\text{F}$  .
- c) 44,32  $\mu\text{F}$
- d) 22,32  $\mu\text{F}$  .
- e) 14,32  $\mu\text{F}$  .

# Referências

AHMED, A. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Prentice-Hall, 2000.

DIESEL\_DUCK – *A review of inverter design and topologies*. Disponível em: <<http://www.dieselduck.info/machine/04%20auxiliary/2000%20Inverter%20technology.pdf>>. Acesso em: 19 jan. 2018.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: Bookman, 2012.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design**. 3rd ed. New York, NY: J. Wiley, 2003.

PV SYSTEM – **Charge controllers**. Disponível em: <<http://slideplayer.com/slide/5299176/>>. Acesso em: 13 abr. 2018.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron, 1999.

SOLAR\_ENERGY – **Advances in Inverter Technology**. Disponível em: <<https://www.altenergymag.com/article/2016/08/advances-in-inverter-technology/24319/>>. Acesso em: 8 jan. 2018.

SOLAR\_POWER – **Solar power**. Disponível em: <[http://www.icglobalsystem.com/e-commerce\\_9.html](http://www.icglobalsystem.com/e-commerce_9.html)>. Acesso em: 19 jan. 2018







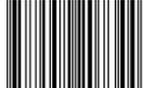








ISBN 978-85-522-0734-4



9 788552 207344 >