



EDITORA CONHECIMENTO LIVRE



ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

FLAVIO BARCELOS BRAZ DA SILVA

Flavio Barcelos Braz da Silva

Eletrônica de Potência

1ª ed.

Piracanjuba-GO
Editora Conhecimento Livre
Piracanjuba-GO

1ª ed.

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Silva, Flavio Barcelos Braz da
S586E Eletrônica de Potência

/ Flavio Barcelos Braz da Silva. – Piracanjuba-GO

Editora Conhecimento Livre, 2025

121 f.: il

DOI: 10.37423/2025.edcl1077

ISBN: 978-65-5367-595-7

Modo de acesso: World Wide Web

Incluir Bibliografia

1. eletrônica-de-potência 2. conversores-estáticos 3. chaves-semicondutoras I. Silva, Flavio Barcelos Braz da II. Título

CDU: 620

<https://doi.org/10.37423/2025.edcl1077>

O conteúdo dos artigos e sua correção ortográfica são de responsabilidade exclusiva dos seus respectivos autores.

EDITORIA CONHECIMENTO LIVRE

Corpo Editorial

MSc Edson Ribeiro de Britto de Almeida Junior

MSc Humberto Costa

MSc Thays Merçon

MSc Adalberto Zorzo

MSc Taiane Aparecida Ribeiro Nepomoceno

PHD Willian Douglas Guilherme

MSc Andrea Carla Agnes e Silva Pinto

Dr. Walmir Fernandes Pereira

MSc Edisio Alves de Aguiar Junior

MSc Rodrigo Sanchotene Silva

MSc Adriano Pereira da Silva

MSc Frederico Celestino Barbosa

MSc Guilherme Fernando Ribeiro

MSc. Plínio Ferreira Pires

MSc Fabricio Vieira Cavalcante

PHD Marcus Fernando da Silva Praxedes

MSc Simone Buchignani Maigret

Dr. Adilson Tadeu Basquerote

Dra. Thays Zigante Furlan

MSc Camila Concato

PHD Miguel Adriano Inácio

Dra. Anelisa Mota Gregoleti

PHD Jesus Rodrigues Lemos

MSc Gabriela Cristina Borborema Bozzo

MSc Karine Moreira Gomes Sales

Dr. Saulo Cerqueira de Aguiar Soares

MSc Pedro Panhoca da Silva

MSc Helton Rangel Coutinho Junior

MSc Carlos Augusto Zilli

MSc Euvaldo de Sousa Costa Junior

Dra. Suely Lopes de Azevedo

Dr. Francisco Odecio Sales

MSc Ezequiel Martins Ferreira

MSc Eliane Avelina de Azevedo Sampaio

MSc Carlos Eduardo De Oliveira Gontijo

Dr. Rodrigo Couto Santos

Dra. Milena Gaion Malosso

PHD Marcos Pereira Dos Santos



10.37423/2025.edcl1077



SUMÁRIO

1 Introdução.....	4
1.1 O que é a eletrônica de potência.....	4
1.2 Por que a Eletrônica de Potência?.....	4
1.3 Aplicações das Máquinas Elétricas.....	5
1.4 Exemplos de equipamentos que aplicam a Eletrônica de Potência.....	6
2 Chaveamento.....	7
2.1 Perdas nos semicondutores.....	10
2.2 Cálculos de perdas.....	12
3 Diodos de Potência.....	15
3.1 Diodo Schottky.....	17
3.2 Análise de circuitos com diodos.....	17
3.3 Perdas no diodo.....	18
3.4 Características de um diodo.....	18
3.5 Proteções.....	20
3.6 Modos de ligação.....	21
4. Retificadores e Fator de Potência.....	23
4.1 Transmissão e Distribuição.....	23
4.2. Retificador não controlado de meia ponte.....	23
4.3 Retificador não controlado de meia ponte RL.....	25
4.4 Retificador não controlado de meia ponte RC.....	27
4.6 Retificador não controlado em ponte completa RL.....	28
4.7 Retificador não controlado em ponte completa RC.....	31
5. Retificadores Trifásicos não Controlados a diodo.....	32
5.1 Retificadores trifásicos de meia onda.....	32
5.2 Retificadores trifásicos de onda completa.....	33
5.3 Fenômeno da Comutação.....	36

6. Fator de Potência.....	38
6.1 Norma IEC-61000-3-2.....	40
6.2 Filtros Passivos.....	41
6.3 Filtros Ativos	41
7 Tiristores	43
7.1 SCR - Silicon Controlled Rectifier.....	44
7.2 UJT - Transistor de Unijunção	54
7.3 DIAC.....	58
7.4 TRIAC.....	59
7.5 GTO - Gate Turn-off Thyristor.....	61
7.6 MCT - Tiristor Controlado por MOS.....	65
8 Retificadores Controlados Monofásicos.....	65
8.1 Retificador Semicontrolado Assimétrico	69
8.2 Retificador Semicontrolado Simétrico	70
8.3 Retificador Totalmente Controlado	70
9 - Retificadores trifásicos controlados	73
10 - Acionamento de motores de corrente CC	81
11 - Conversores CC-CC.....	88
11.1 - Conversores do tipo Buck.....	87
11.2 - Conversores do tipo Boost.....	90
11.3 - Conversores do tipo Buck-Boost.....	91
12 - IGBT.....	95
12.1 Introdução sobre IGBT's	95
12.2 Funcionamento.....	95
12.3 Exemplos de IGBT's.....	96
12.4 Perdas no IGBT	98
12.5 MOSFET ou IGBT	98

13 - Conversor CC-CA Inversores	99
13.1 Introdução	99
13.2 Aplicações	99
13.3 Ponte H	101
13.5 Inversores Trifásicos	106
13.6 Inversores para motores CA.....	109

1. Introdução

1.1 O que é a eletrônica de potência?

A Eletrônica de Potência é um campo de estudo que se concentra na análise e controle de dispositivos eletrônicos projetados para operar em condições de alta corrente, tensão e potência. Ela engloba a compreensão dos princípios subjacentes aos dispositivos eletrônicos de potência, bem como o desenvolvimento de circuitos de acionamento e controle para esses dispositivos.

Na eletrônica de potência são estudados semicondutores tais como diodos, SCRs e IGBTs. As regiões operacionais desses semicondutores que nos interessam são o corte(quando não há passagem de corrente e eles funcionam como uma chave aberta) e a saturação(quando o semicondutor atua como uma chave fechada).

Na figura a seguir estão alguns exemplos de semicondutores utilizados em eletrônica de potência:



Figura 1.1: Diodo, SCR e IGBT de potência.

Os semicondutores de potência são utilizados em arranjos para alimentação de cargas como motores, bancos de resistências, carregamento de baterias elétricas e etc.

1.2 Por que a Eletrônica de Potência?

A Eletrônica de Potência desempenha um papel fundamental por diversas razões, incluindo:

Controle da Transferência de Potência de Forma Eficiente: A Eletrônica de Potência permite controlar a transferência de energia de uma fonte para uma carga de forma eficiente. Isso é crucial para otimizar o uso da energia elétrica, minimizando perdas durante a conversão e distribuição, o que resulta em economia de recursos e redução de custos.

Chaves de Potência de Baixo Custo e Dimensões Compactas: Os dispositivos semicondutores, que atuam como chaves de potência na Eletrônica de Potência, são notáveis por sua pequena dimensão e custo relativamente baixo. Essa característica viabiliza a implementação de sistemas eletrônicos de potência em uma ampla gama de aplicações, desde eletrônicos de consumo até sistemas de grande escala.

Controle Automático e Baixa Dissipação de Potência: A Eletrônica de Potência oferece a capacidade de controlar a transferência de energia de forma automática e com pouca

dissipação de potência nas chaves. Isso significa que a eficiência energética pode ser otimizada, garantindo que a maior parte da energia seja entregue à carga, minimizando perdas indesejadas.

1.3 Aplicações das Máquinas Elétricas

A Eletrônica de Potência desempenha um papel crucial em uma ampla gama de aplicações, moldando a forma como interagimos com a eletricidade e a energia em nossa vida cotidiana. Abaixo, discutiremos algumas das principais aplicações da Eletrônica de Potência em diferentes setores:

- **Geração de Energia Elétrica:** A geração de energia elétrica é uma das aplicações fundamentais da Eletrônica de Potência. Sistemas de conversão de energia, como inversores, são usados para transformar a energia gerada a partir de fontes como usinas hidrelétricas, solares e eólicas em eletricidade que pode ser distribuída e utilizada nas residências, indústrias e comércio.
- **Transportes:** A eletrificação dos transportes é uma tendência crescente, impulsionada pela Eletrônica de Potência. Veículos elétricos, trens, metrô e ônibus elétricos dependem de sistemas de acionamento eficientes e controladores de motor para funcionar. A Eletrônica de Potência desempenha um papel vital na viabilização desses modos de transporte mais limpos e eficientes.
- **Indústria:** A indústria utiliza a Eletrônica de Potência para controle de motores elétricos, sistemas de soldagem, aquecimento por indução e automação de processos. A otimização do controle de potência contribui para a eficiência e a qualidade dos processos industriais, melhorando a produção e a qualidade dos produtos.
- **Robótica:** Robôs industriais e de serviço dependem da Eletrônica de Potência para controlar com precisão os atuadores, como motores e servo-motores. A Eletrônica de Potência possibilita movimentos precisos, velocidade variável e controle avançado, tornando os robôs versáteis em várias aplicações, desde manufatura até assistência médica.
- **Eletrodomésticos:** Eletrodomésticos modernos, como geladeiras, máquinas de lavar, fornos elétricos e ar-condicionado, incorporam a Eletrônica de Potência para melhorar a eficiência energética e o controle de temperatura. Isso não apenas economiza energia, mas também torna esses dispositivos mais convenientes e confiáveis.
- **Informática:** A Eletrônica de Potência é vital para a operação de computadores e servidores, fornecendo fontes de alimentação eficientes e estáveis. Além disso, a Eletrônica de Potência desempenha um papel importante na carga e gerenciamento de baterias em dispositivos portáteis, como laptops e smartphones.

Em resumo, a Eletrônica de Potência desempenha um papel essencial em uma variedade de setores, desde a geração de energia até a automação industrial e o funcionamento de dispositivos eletrônicos que usamos em nossa vida cotidiana. Ela contribui para a eficiência energética, a confiabilidade e a sustentabilidade em um mundo cada vez mais dependente da eletricidade.

1.4 Exemplos de equipamentos que aplicam a Eletrônica de Potência

1.4.1 Motores Elétricos

Em meados do século retrasado, Michael Faraday realizou experimentos que resultaram em descobertas fundamentais na relação entre eletricidade e magnetismo. Ele observou que quando um ímã se aproximava ou afastava de um circuito, ou quando um circuito próximo era ligado ou desligado, isso induzia uma corrente elétrica nesse circuito. Além disso, Faraday descobriu que condutores imersos em campos magnéticos e percorridos por corrente elétrica experimentam uma força mecânica.

Outra descoberta importante de Faraday foi que pólos magnéticos opostos se atraem, enquanto pólos magnéticos iguais se repelem. Essa observação estabeleceu a base para a compreensão das interações entre ímãs e a criação de dispositivos elétricos e motores que aproveitam esses princípios.

Em resumo, as descobertas de Faraday no século XIX demonstraram a estreita relação entre eletricidade e magnetismo, levando ao desenvolvimento de inúmeras tecnologias e aplicações que dependem dessas interações, desde motores elétricos até a geração de energia elétrica em usinas.

Tipos de Motores Elétricos:

- Motor de corrente contínua:
 - Funcionamento: Um motor de corrente contínua converte a energia elétrica em movimento mecânico usando a direção da corrente contínua. Possui um comutador que inverte a direção da corrente nas bobinas, criando um campo magnético que gira o rotor.
 - Aplicações: Amplamente usado em aparelhos pequenos, como brinquedos, ferramentas elétricas, eletrodomésticos e veículos elétricos.

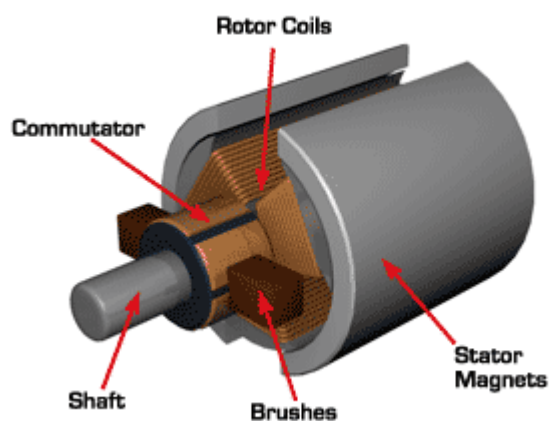


Figura 1.2 - Motor de corrente contínua.

- Motor de passo;
 - Funcionamento: Os motores de passo dividem uma rotação completa em passos discretos. Eles movem o rotor em incrementos precisos quando a corrente é aplicada a diferentes bobinas, proporcionando um controle preciso da posição.
 - Aplicações: Usado em impressoras 3D, máquinas CNC, câmeras de segurança e em muitas aplicações que exigem posicionamento preciso.

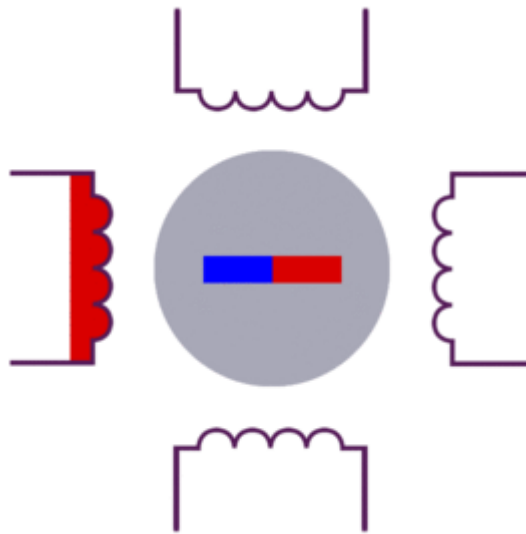
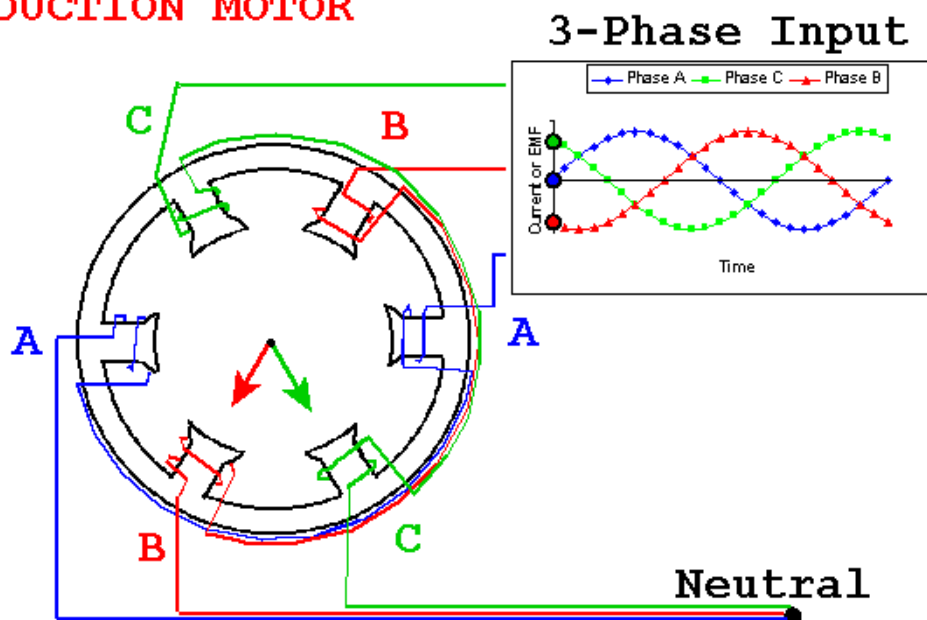


Figura 1.3 - Esquema de como funciona o motor de passo.

- Motor de indução;
 - Funcionamento: O motor de indução cria um campo magnético giratório no estator que induz corrente elétrica no rotor. Isso faz com que o rotor gire em resposta ao campo magnético rotativo.
 - Aplicações: Amplamente utilizado em sistemas industriais, bombas, compressores, ventiladores e muitas outras aplicações de grande porte.

INDUCTION MOTOR



T. Davies 2002

Figura 1.4 - Diagrama de como funciona um motor de indução.

- Motor síncrono;
 - Funcionamento: O motor síncrono gira a uma velocidade constante sincronizada com a frequência da corrente elétrica aplicada, mantendo uma relação rígida entre velocidade e frequência.
 - Aplicações: Usado em relógios, micro-ondas, gravadores de fita e em aplicações onde é necessário manter uma velocidade constante.

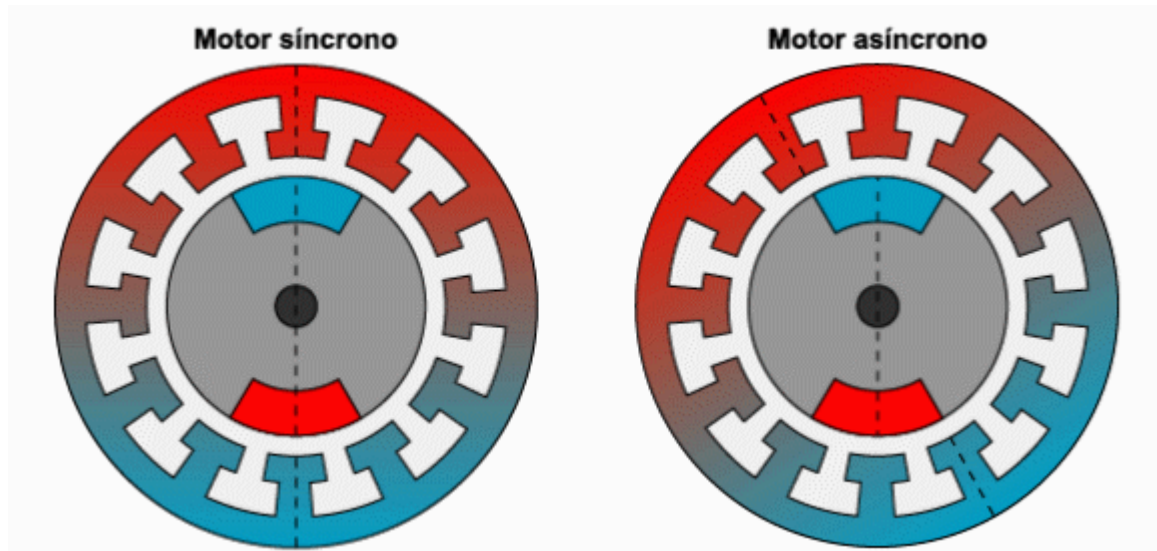


Figura 1.5 - Desenho que mostra a diferença de um motor síncrono para um assíncrono.

- “PMSM” - Motor síncrono de ímã permanente;
 - Funcionamento: O PMSM é um motor síncrono que utiliza ímãs permanentes no rotor. Ele produz um campo magnético constante e sincronizado com o campo giratório do estator, o que resulta em um alto desempenho e eficiência.
 - Aplicações: Encontrado em aplicações de alta eficiência, como veículos elétricos, sistemas de energia renovável e máquinas de alta precisão.
- Etc.

2. Chaveamento

Os semicondutores de potência que iremos estudar trabalham na sua região operacional de saturação e corte, ou seja, operam como chaves liga/desliga.

Essas operações de liga/desliga acontecem em altas frequências, da ordem de kilohertz. Damos o nome de **chaveamento** a essas alterações constantes entre o estado ligado para desligado e vice-versa.

Esperamos que o chaveamento dos semicondutores tenham as seguintes características:

- Liguem e desliguem de forma instantânea;
- Tenham queda de tensão zero quando conduzindo;
- Tenham corrente zero quando em corte;
- Não tenha dissipação de potência.

No entanto, o comportamento real das chaves de potência apresenta diferenças em relação ao modelo ideal, como ilustrado abaixo:

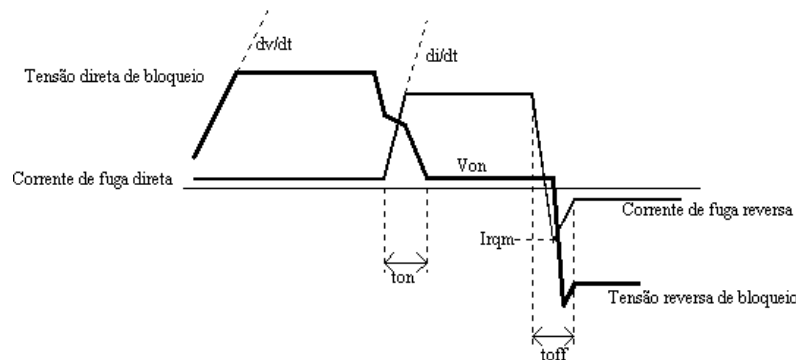


Figura 2.1 - Comportamento de um tiristor real.

Na figura 2 acima temos ilustrado o comportamento de um tiristor real, diferindo do modelo dos semicondutores ideais nos seguintes aspectos:

- Há uma rampa de tensão na comutação entre os estados de condução e corte. Ou seja, os semicondutores não ligam e desligam instantaneamente;
- Quando conduzem em tensão direta, apresentam uma diferença de potencial conhecida como tensão de barreira;
- Em corte, possuem um pequeno valor de corrente que circula no semicondutor, conhecida como corrente de fuga direta.
- Apresentam perdas de potência dissipada na forma de calor.

2.1 Perdas nos semicondutores

Devido às características citadas anteriormente, os semicondutores de potência real possuem perdas de potência, ou seja, energia que não será utilizada pela carga.

Os semicondutores, quando se deseja fazer um controle de potência da carga, são disparados através de sinais cíclicos, contendo um *período* fixo e um *duty cycle*, que corresponde ao tempo em que o sinal de disparo ficará ativo, se traduzindo no tempo em que o tiristor estará efetivamente em condução. Na figura abaixo temos um sinal PWM (Modulação por largura de pulso) que é utilizado para disparar um SCR:

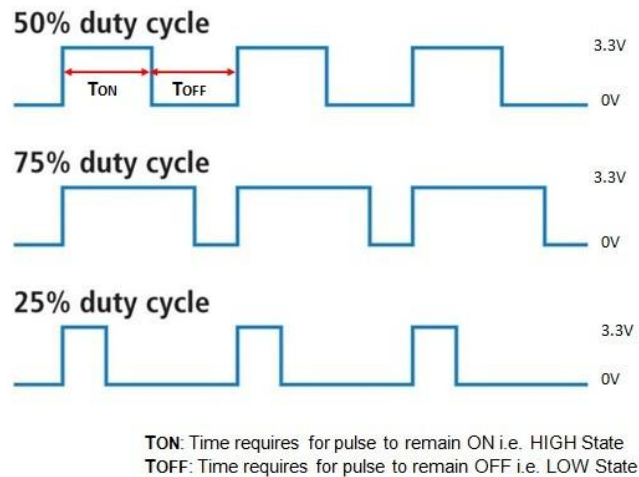


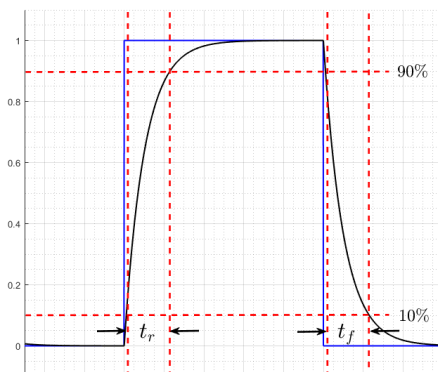
Figura 2.2 - Sinal PWM com três duty cycle diferentes para o mesmo período.

Podemos interpretar o duty cycle da seguinte forma:

$$\text{Duty Cycle}[\%] = \frac{T_{on} (\text{tempo com nível alto de tensão})}{T (\text{tempo correspondente ao período})}$$

Se, por exemplo, temos um período de 16 ms e um duty cycle de 75%, isso significa que o nosso sinal PWM permanecerá por 12 ms em nível alto de tensão e o restante do tempo(4 ms) em nível baixo.

Quando trabalhamos com altas frequências de disparo, a rampa de comutação entre os estados de condução e corte fica mais evidente, como explicitado na figura abaixo:



Em azul, temos o sinal de disparo do tiristor. Em preto, a tensão sobre a carga alimentada pelo tiristor. A onda de tensão na carga apresenta os períodos t_r (tempo de subida) e t_f (tempo de descida), que correspondem ao tempo que o semicondutor demora para fornecer a tensão máxima para a carga e o tempo para que essa tensão chegue a zero após o pulso de desligamento. Da mesma forma, a corrente nos semicondutores também apresentam rampas durante a comutação do estado de condução para o corte e vice-versa.

Figura 2.3 - Rampa de tensão.

Esses atrasos de comutação, geram perdas no semicondutor devido ao mesmo, nesses intervalos, não estar fornecendo energia efetivamente para a carga. O cálculo dessas perdas é dado pelo produto instantâneo da corrente pela tensão.

Da mesma forma, calculamos as perdas pelas correntes de fuga e pela tensão de barreira. Abaixo temos um gráfico ilustrando essas perdas em um IGBT:

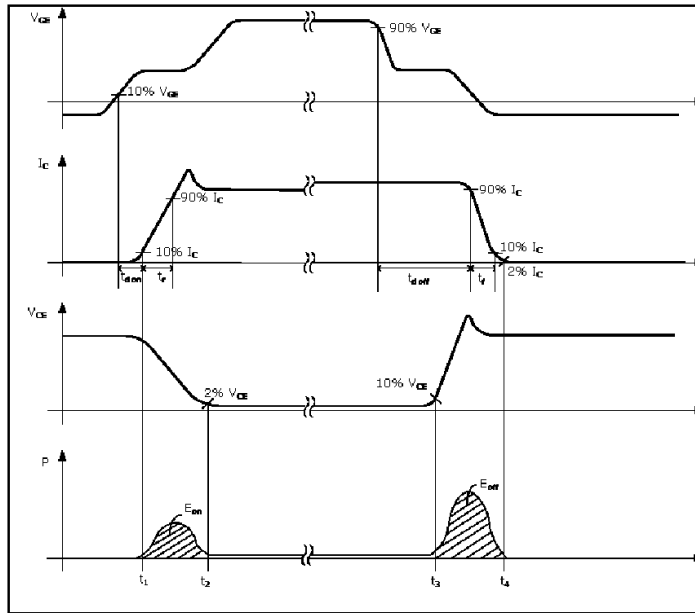


Figura 2.1 - Perdas no IGBT

No gráfico acima, temos a tensão de disparo deste semiconductor (V_{ge}), corrente que passa pelo mesmo (I_c), tensão a que está submetido (V_{ce}) e as perdas (P). Como podemos observar, as perdas por comutação neste dispositivo são as de maior magnitude, seguido das perdas por condução e, por último, as perdas por corrente de fuga, que são irrelevantes no gráfico da figura 5.

2.2 Cálculos de perdas

As perdas nos intervalos de tempo de comutação, são dados pelas seguintes equações:

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

$$P_{SW-ON(avg)} = \frac{2}{\pi} P_{SW-ON(max)}$$

$$P_{SW-ON(avg)} \cong \frac{1}{6} V_{CE(max)} I_{C(max)}$$

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

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

$P_{SW-ON(max)}$ é a potência máxima atingida durante a comutação.

$P_{SW-ON(AVG)}$ é a potência média no intervalo de comutação.

W_{SW} são as perdas totais na comutação, ao entrar e sair do estado de condução.

Para calcular a potência média (P_{SW}) das perdas por comutação, basta dividir a energia perdida (W_{SW}) pelo período (T) ou multiplicar as perdas pela frequência (f). No cálculo das perdas

de comutação, na maioria das vezes consideramos o tempo de ligar(T_{SW-ON}) igual ao tempo de desligamento(T_{SW-OFF}), o que significa que o cálculo da potência média pode ser feito pela seguinte fórmula:

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

Onde T_{SW} é o tempo para ligar/desligar do semicondutor.

Somadas às perdas por comutação, temos as perdas por condução(entre t_2 e t_3 na fig. 5) e por corrente de fuga(antes de t_1 e após t_4 na fig. 5), esta última ocorrendo no estado de corte do semicondutor. Utilizamos as seguintes fórmulas para calcular essas perdas:

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

$$P_{OFF(avg)} = V_S I_{LEAK} \frac{t_{OFF}}{T} : \text{normalmente é desprezada.}$$

Onde $P_{ON(AVG)}$ é a potência das perdas no estado de condução e $P_{OFF(AVG)}$ as perdas por corrente de fuga que, por normalmente serem muito baixas, são desprezadas no cálculo de perdas totais. Já as perdas no estado de condução, podem ser maiores que as do estado de comutação, em frequências de trabalho mais baixas. Quando se aumenta a frequência de chaveamento dos tiristores, a tendência é que as perdas por comutação se sobressaiam perante as perdas por condução.

2.2.1 Exemplo - Cálculo de Perdas

Uma chave transistorizada que controla a potência para uma carga de 25kW possui:

$$I_{LEAK} = 1mA; V_{CE(sat)} = 1,5V; t_{SW(ON)} = 1,5\mu s; t_{SW(OFF)} = 3,0\mu s.$$

Considerando uma carga resistiva de 10Ω , $V_s=500V$ (Fonte de alimentação), frequência de chaveamento de 100 kHz e ciclo de trabalho de 50%, determine para a chave:

- Potências inst. nos estados ligado e desligado;
- Perdas de energia durante o chaveamento;
- Perdas de energia nos estados ligado e desligado;
- Perda total de energia por ciclo;
- Potência média dissipada pela chave.

Respostas:

$$a) P_{on} = V_{CE} I_{CE} = 1,5 * \frac{(500-1,5)}{10} = 74,77W$$

$$P_{OFF} = V_s I_{LEAK} = 500 * 1 * 10^{-3} = 0,5W$$

$$b) W_{SW} = \frac{1}{6} V_{CE} I_C (t_{on} + t_{OFF}) = 18,8mJ$$

$$c) W_{ON} = P_{ON} * (dxT - t_{ON}) = 0,261mJ$$

$$W_{OFF} = P_{OFF} * (dxT - t_{OFF}) = 1uJ$$

$$d) W_{TOT} = W_{ON} + W_{OFF} + W_{SW} = 19,06mJ$$

$$e) P_{TOT} = \frac{W_{TOT}}{T} = 1906W$$

3 Diodos de Potência

Faremos uma abordagem dos já conhecidos diodos de uma forma um pouco diferente aqui, buscando uma visão mais focada em eletrônica de potência. Vamos destacar algumas características:

- Funcionamento similar ao do diodo de sinal;
- Podem ser de germânio ou de silício, mas geralmente são de silício: suportam correntes e temperaturas maiores, além de terem maior resistência reversa;
- Junção PN: anodo (P) e catodo (N);



Figura 3.1 - Diferentes representações de diodo de potência.

Observe acima, três exemplos: o primeiro, onde o encapsulamento é todo em metal, contendo um terminal rosqueado e outro para ser fixado com parafuso e porca, o segundo que já é constituído por um “rabicho”, mais robusto e suportando maiores tensões e o terceiro com uma construção propícia para que seja empilhado, em forma de disco.

Temos também a curva típica característica do diodo de potência:

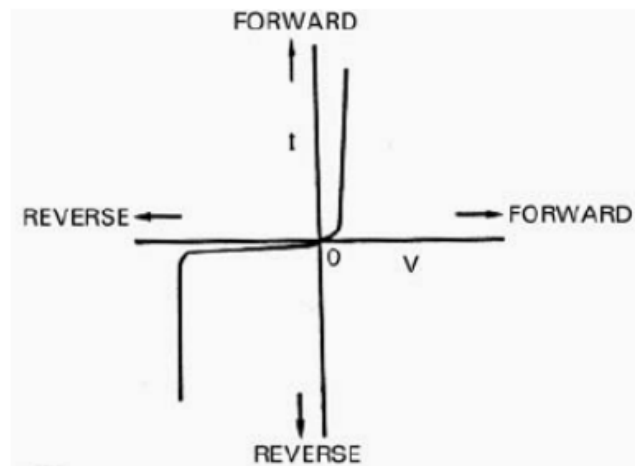


Figura 3.2 - Curva típica característica de um diodo de potência.

Note que a tensão de joelho (tensão de polarização direta) é próxima de 1 a 2 volts (para diodos de silício) e que existe uma pequena corrente de fuga reversa até a tensão de ruptura. O gráfico é bastante parecido com o de um diodo convencional, a principal diferença são as ordens de operação que podem ir da faixa de centenas de milhares de volts e amperes.

Com um olhar mais prático, essa característica de $V - I$ pode ser entendida como uma tensão V^o (tensão de polarização direta), de onde sua relação começa a ser traçada por uma reta definida por uma inclinação que depende de uma resistência r (representando uma resistência interna do

diodo). Temos também uma pequena corrente e uma tensão reversa, onde ele irá romper. Veja a figura abaixo:

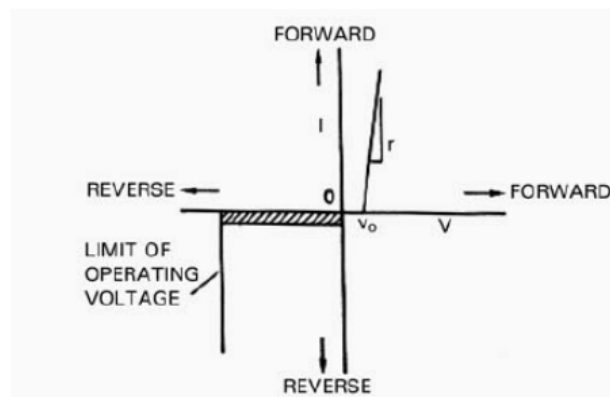


Figura 3.3 - Outra forma de representar a curva característica da tensão de um diodo de potência.

Na prática, o que limita a corrente no diodo (seja corrente direta, seja corrente de ruptura reversa) é o circuito externo. Ou seja, deve-se conectar resistores em série com o diodo de potência para limitar a corrente a um valor máximo, quando necessário, para evitar que o diodo seja danificado durante a operação.

Observe também o próximo gráfico que representa a queda de tensão por corrente direta dos diodos de potência. Temos um sinal monofásico de forma de onda de um semicírculo. A queda de tensão no diodo aumenta com o aumento de corrente. A temperatura de operação também influencia, onde podemos notar uma maior corrente para temperaturas maiores e maior queda de tensão para temperaturas menores.

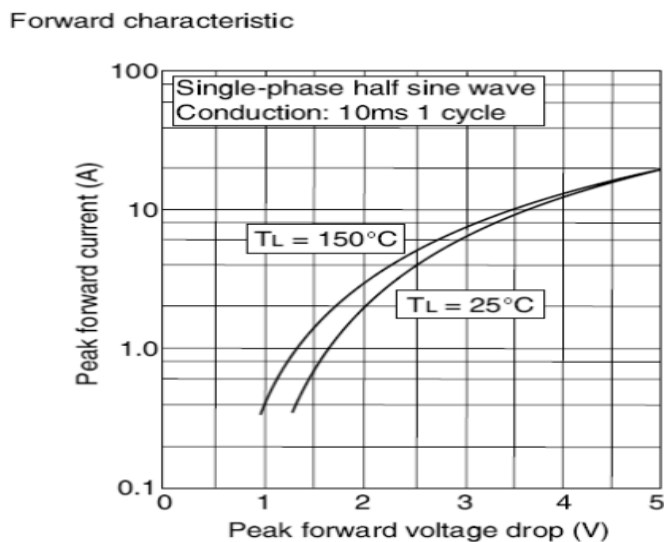


Figura 3.4 - Curva característica de corrente por tensão baseada na temperatura do diodo.

3.1 Diodo Schottky

Suas principais características são:

- Possui um processo de fabricação distinto dos diodos de junção PN, que o torna muito mais rápido (ou seja, é um diodo que consegue abrir e fechar com menor tempo de atraso - Ton e Toff menores-);
- Possui uma barreira de metal (cromo, platina ou tungstênio) interfaceada com o semicondutor N;
- Queda de tensão direta muito baixa: 0,15~0,5V (maior eficiência);
- Pode desligar muito mais rapidamente que o diodo de junção PN à trabalha com maiores frequências de chaveamento (20k~2MHz);
- Tempo de chaveamento ~ 100ps, contra >100ns em diodos de junção;
- Pequena corrente de recuperação (menos EMI - interferência eletromagnética -);
- Tensão de ruptura reversa é baixa (50~200V);
- Corrente de fuga reversa é mais elevada que em diodos de junção PN e cresce com a temperatura. De fato, o crescimento da corrente reversa com a temperatura pode levar este diodo à instabilidade, fazendo com que a tensão reversa máxima de trabalho seja, na prática, menor que a tensão de ruptura indicada;
- Empregados em retificadores de baixa tensão, fontes chaveadas, detectores de RF e mixers etc.

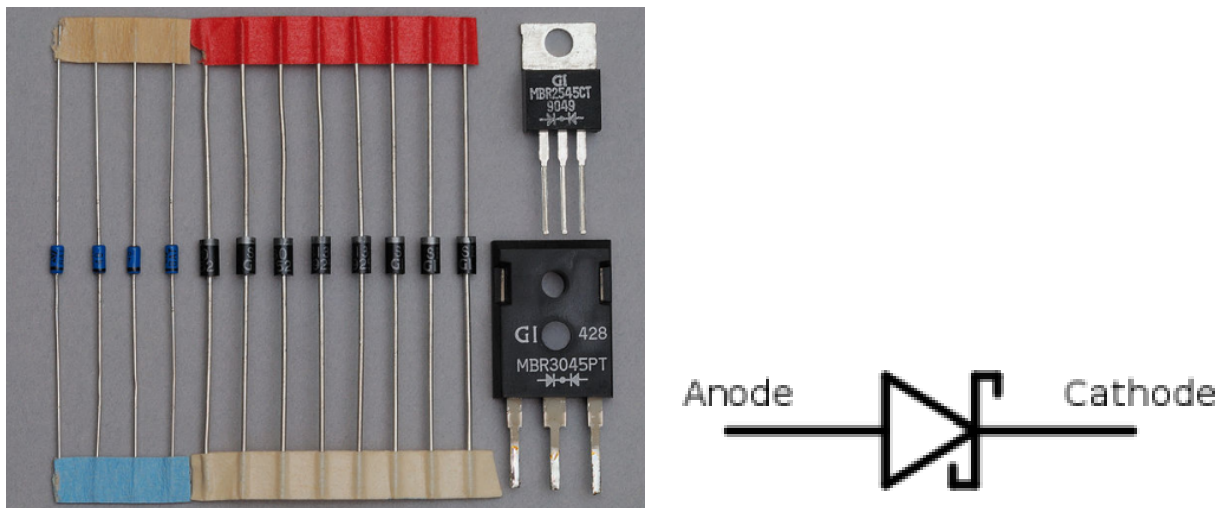


Figura 3.5 - A esquerda temos exemplos reais do diodo Schottky, e a direita temos a representação num diagrama.

3.2 Análise de circuitos com diodos

Quando vamos analisar um circuito contendo diodos de potência, devemos verificar o estado do diodo (condução ou corte) e substituí-lo por um curto-circuito ou por um circuito aberto para analisar o circuito em questão. Caso o estado do diodo não seja obtido diretamente, pode-se substituí-lo por um resistor e observar o sentido da corrente resultante (se a corrente estiver no sentido direto o diodo estará conduzindo, caso contrário o diodo estará aberto). Isso também é válido para circuitos com fontes AC, fazendo-se a análise para cada semiciclo.

3.3 Perdas no diodo

Além das perdas no estado ligado (P_{ON}) e das perdas do estado desligado (P_{OFF}) as perdas totais também envolvem as perdas por chaveamento (P_{SW}).

$$P_{TOT} = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW}$$

$$P_{ON} = V_F I_F \frac{t_{ON}}{T}; \quad P_{OFF} = V_R I_R \frac{t_{OFF}}{T};$$

$$P_{SW} = P_{ON(SW)} + P_{OFF(SW)};$$

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

3.4 Características de um diodo

Vamos listar algumas das principais características dos diodos de potência:

- Tensão de pico inversa (PIV) ou de pico reversa (PRV) (PIV e PRV são a mesma coisa, a nomenclatura varia de acordo com o fabricante), ou de ruptura: tensão inversa máxima sem que haja ruptura: em geral, estão na casa de dezenas a milhares de volts;
- Corrente média direta máxima ($I_F(\text{avg})_{\text{max}}$ - corrente média máxima): até centenas de ampères;
- Tempo de recuperação reverso (t_{RR}): durante o desligamento há uma corrente inversa que mantém o diodo em condução por um período t_{RR} . Esta corrente é causada pela remoção dos portadores de carga que levaram o diodo à condução. Pode ser de microssegundos (diodos PN) até nanossegundos (diodos Schottky).

Todas essas informações nós conseguimos obter através do Datasheet do diodo em questão.

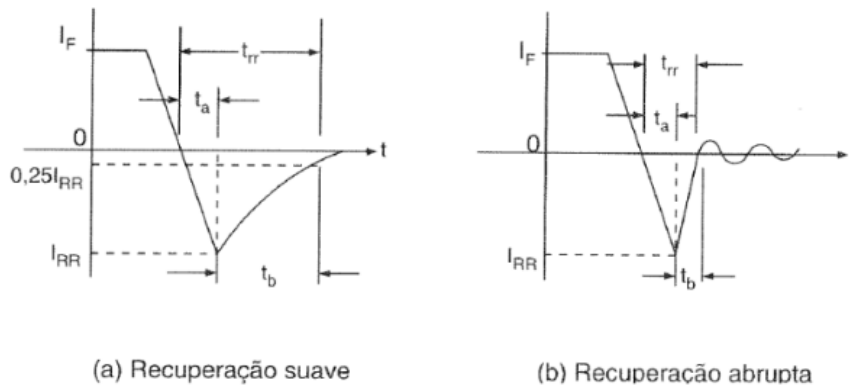


Figura 3.6 - Gráficos do comportamento da corrente do diodo durante seu desligamento.

Na imagem anterior temos uma ilustração do t_{RR} (que é o tempo em que o diodo se atrasa para desligar). Observe que para uma corrente I_f que se mantinha (constante), onde em certo momento ela cai (após o comando de desligamento do diodo) de forma demorada, tendo como característica uma corrente de recuperação reversa, indo para negativa primeiramente antes de retornar para zero. Esse tempo completo, que compreende o momento em que a corrente vai para seu estado negativo até que ela volte a zero, é chamado de tempo de recuperação reversa (t_{RR}). Basicamente é o tempo em que o diodo demorou para ter sua corrente zerada. No primeiro caso temos uma recuperação mais suave e no segundo uma recuperação mais abrupta, que seria uma oscilação na corrente, não indo direto para zero no seu retorno de negativa para zero, tendo a vantagem de ter um t_{RR} menor.

Abaixo temos outro gráfico relacionando as características da corrente e da tensão durante a operação do diodo com a tensão de entrada:

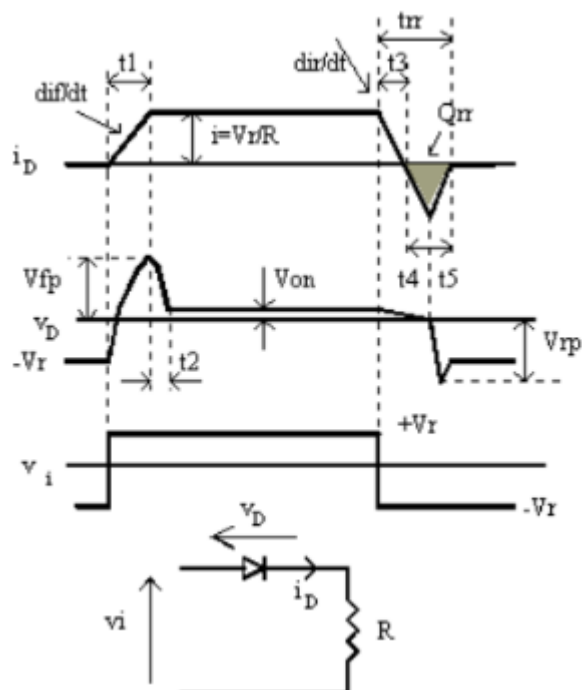


Figura 3.7 - Gráficos do comportamento da corrente e tensão do diodo durante seu funcionamento em relação a tensão de entrada

Imagine que temos V_i sendo aplicado ao nosso circuito (fonte alternada quadrada). Note que quando o diodo está aberto, a corrente fica zerada e sua tensão é a tensão reversa (tensão da fonte). Quando se dá o comando, o diodo não liga instantaneamente, respeitando um di/dt (taxa de variação de corrente), que caracteriza nosso tempo de atraso para ligar (t_1). A condução, por consequência, se atrasa e ele só se estabelece em condução estável após passado $t_1 + t_2$ (vale destacar que existe um pico de tensão logo após a polarização direta do diodo, veja no segundo gráfico) onde terá sobre ele uma queda de tensão V_{on} . Nesse estado, a corrente também fica estável e circula até que a tensão se inverta novamente, onde o diodo irá se abrir respeitando o tempo que comentamos anteriormente (t_{RR}).

Vejamos mais algumas características importantes:

- Temperatura máxima de junção (T_{jmax}): máxima temperatura que a junção do diodo pode suportar (em geral até $\sim 200^{\circ}\text{C}$). A operação em temperaturas mais baixas normalmente melhora o desempenho. Podemos diminuir essa temperatura usando dissipadores ou fazendo com que o diodo opere em ambientes com temperaturas menores;
- Corrente máxima de surto (IFSM): corrente máxima de pico que um diodo pode suportar durante um transitório. Ou seja, em curtíssimos tempos o diodo poderá suportar valores superiores a valores que ele suporta na média (average).

3.5 Proteções

Podemos destacar três fatores que devemos ter atenção na hora do dimensionamento utilizando diodos:

- **Sobretensão:** normalmente o diodo deve ser selecionado com um nível de tensão reversa $> 1,2$ vezes a máxima tensão de pico (exemplo: se o circuito estiver submetido a 200V, você escolherá diodos que suportem tensão reversa de pelo menos 240V);
- **Sobrecorrente:** o limite de corrente é dado com base na temperatura de junção limite, e não deve ser ultrapassado. Fusíveis e resistores podem ser utilizados como limitadores de corrente;
- **Transitórios:** um circuito RC conectado em paralelo com o diodo ou um indutor em série podem ser usados para reduzir a taxa de variação da tensão, protegendo o diodo contra elevados valores de pico de tensão.

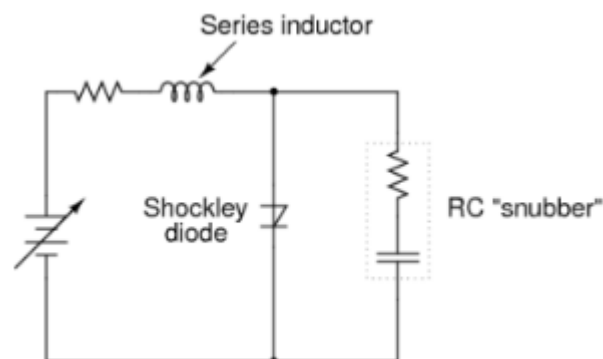


Figura 3.8 - Esquemático de um circuito ilustrando as proteções de um diodo através de resistor, indutor e capacitor.

Observe o circuito acima, onde temos uma fonte, a carga e um diodo (circuito principal), um indutor em série para proteger o circuito de variações de corrente muito abruptas e um circuito RC (um snubber, ou seja, um amaciador) em paralelo com o diodo, responsável por protegê-lo de variações de tensão também muito abruptas.

3.6 Modos de ligação

Podemos conectar os diodos de outras maneiras, fazendo associações em série ou paralelo, por exemplo, e ainda incluir proteções extras nesses circuitos.

Vamos explicar um pouco sobre isso.

3.6.1 Diodos em série

Diodos podem sim ser conectados em série, o que traz um aumento da capacidade de tensão reversa. Mas para isso, devemos ter alguns pontos de atenção:

- Se a ligação for feita apenas com os diodos em série, aquele que possui corrente de fuga mais baixa pode ficar com uma queda de tensão maior;
- Mesmo usando diodos de mesmo tipo, há pequenas variações nas características V-I de um diodo para outro;
- Nesse caso, o risco de um dos diodos queimar por sobretensão é grande.

Podemos acrescentar uma proteção para os diodos quando ligados em série. Veja o circuito abaixo: Com o uso de um divisor resistivo em paralelo, garante-se a mesma queda de tensão em cada um dos diodos. A corrente nos resistores deve ser muito maior que a corrente de fuga nos diodos. Os capacitores em paralelo protegem os diodos de transitórios de tensão que podem ocorrer por causa de distintos tempos de recuperação reversa (funcionam como snubbers).

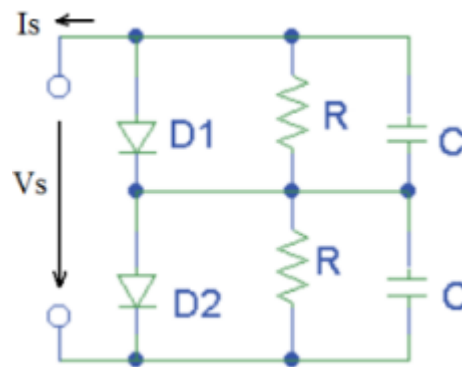


Figura 3.8 - Esquemático de um circuito de diodos associados em série com proteção de tensão por resistores e capacitores

Supondo resistores iguais e obtendo-se os valores de tensão e corrente reversa de cada diodo a partir de sua característica V-I, temos:

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

3.6.2 Diodos em paralelo

Também podemos ligar os diodos em paralelo, mas dessa vez, com o intuito de aumentar a corrente total a ser controlada. Novamente, devemos ter alguns pontos de atenção:

- Devido a diferenças na característica de polarização direta de cada diodo, o compartilhamento de corrente não será igual: o diodo com menor queda de tensão irá conduzir maior corrente;
- Isso pode provocar a queima de um dos diodos;

Também podemos acrescentar proteções nesse caso. Para forçar o compartilhamento de igual corrente, resistores de pequeno valor podem ser ligados em série com cada diodo. Mas, o uso de resistores em série provocará aumento na queda de tensão direta e na potência dissipada, reduzindo a eficiência do circuito. Por isso, a menos que não haja possibilidade, recomenda-se utilizar diodos de maior capacidade ao invés de se realizar conexões em paralelo. Veja na figura abaixo:

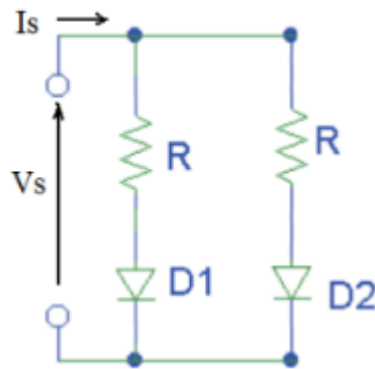


Figura 3.9 - Esquemático de um circuito de diodos associados em paralelo com proteção de corrente por resistores

Mais um vez, supondo resistores iguais e obtendo-se os valores de tensão e corrente de cada diodo a partir de sua característica V-I, temos:

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

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

4. Retificadores e Fator de Potência

4.1 Transmissão e Distribuição

É de conhecimento de todos que a transmissão e distribuição de energia elétrica é feita através de cabamentos que cobrem longas distâncias e que isso pode gerar perdas muito grandes, caso não seja feito um tratamento adequado. Para amenizar esse problema, usa-se corrente alternada (CA), pois dessa forma as perdas (principalmente em forma de calor) são minimizadas de forma considerável quando comparada a uma possível transmissão em corrente contínua (CC), que seria inviável.

Apesar de ser muito mais vantajosa na transmissão, a energia elétrica CA não é utilizada em todas as cargas, sendo muitos equipamentos alimentados em CC. Assim, necessita-se fazer uma transformação de energia CA para CC, tarefa que é destinada aos conversores CA-CC. Eles

podem ser montados com diversas características diferentes, controlados ou não-controlados, monofásicos ou trifásicos, de meia ponte ou ponte completa, por exemplo.

No geral, os conversores mais adequados, aplicados e utilizados são os retificadores de ponte completa, pois absorvem uma corrente média nula da rede, evitando que elementos magnéticos saturem, comprometendo o funcionamento do sistema desejado. Diferentemente destes, os retificadores de meia ponte absorvem uma corrente média diferente de zero da rede, afetando o funcionamento correto desses elementos.

4.2. Retificador não controlado de meia ponte

Normalmente os retificadores de meia ponte não são usados em aplicações de grande potência, devido a saturação de elementos magnéticos (em especial os transformadores) que é proveniente da corrente média diferente de zero na saída. Portanto, sua aplicação acaba sendo um pouco mais didática.

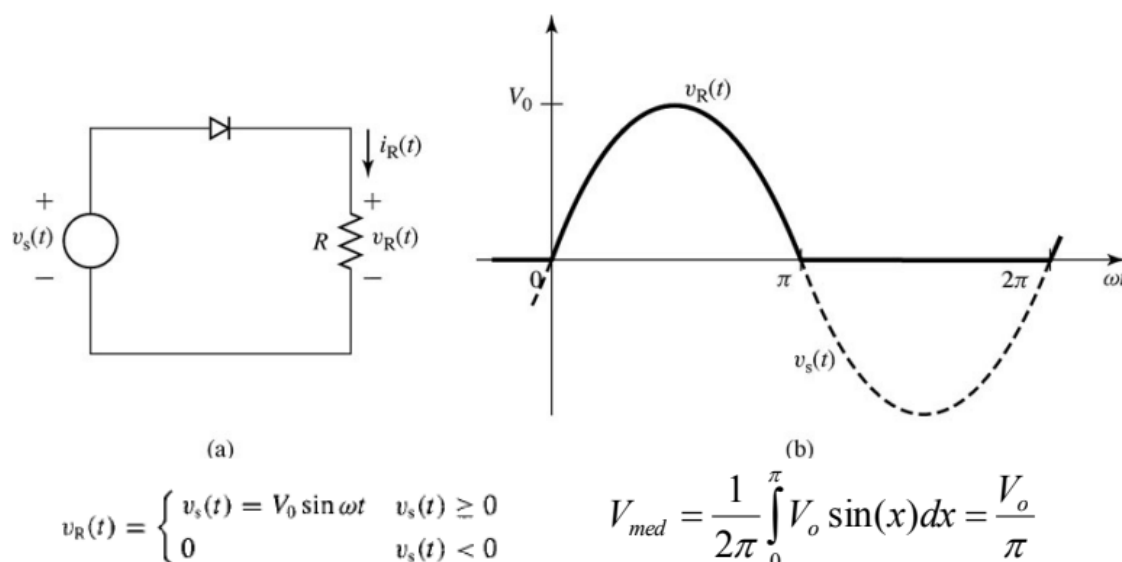


Figura 4.1 - Esquemático de um circuito retificador não controlado com sua forma de onda na carga e suas respectivas equações para tensão na carga e tensão média.

Na imagem podemos perceber que esse retificador é composto somente por um diodo e tem por característica alimentar a carga somente com o semiciclo positivo da tensão de entrada, quando se comporta como uma chave fechada. Durante o tempo negativo, ele se comporta como uma chave aberta e não conduz. Esse processo se repete sucessivamente permitindo somente uma alimentação positiva na carga.

O comportamento da tensão na carga é expresso pela função $V_R(t)$ e o valor médio representado pela expressão V_{med} assinaladas. Observe que para o valor médio integra-se somente de 0 a π , pois em 2π o valor da tensão é zero.

4.3 Retificador não controlado de meia ponte RL

Vejamos agora o efeito do acréscimo de um indutor em série com a carga R, ele mudará a tensão média na carga?

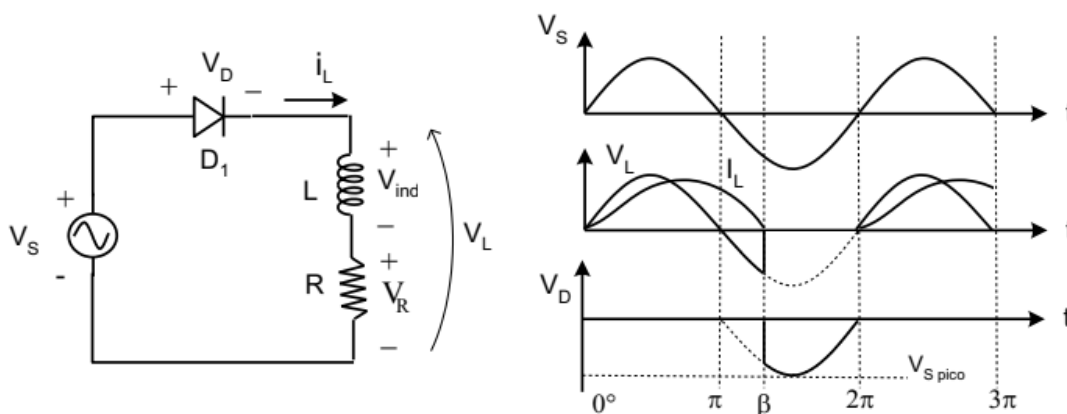


Figura 4.2 - Esquemático de um circuito retificador não controlado com carga RL, e seus formatos de onda.

Observe que agora a tensão na carga não é mais V_R e sim V_L e o acréscimo do indutor mudou a tensão média na carga, devido a uma contribuição negativa que pode ser percebida entre π e β , que ocorre devido ao atraso fasorial da corrente elétrica proveniente desse acréscimo. Observe que isso estende o tempo de condução do diodo, que invade por um momento o semiciclo negativo, permitindo passagem da tensão. Portanto, ao analisarmos a tensão média na carga, observamos que o acréscimo do indutor reduz a mesma.

Podemos ver nos gráficos a seguir que o incremento da indutância aumenta cada vez mais o atraso da corrente no circuito, e a depender do tamanho do indutor, se for grande o suficiente, ela pode até manter uma condução contínua do diodo, não sendo interrompida nunca. Olhando para a tensão média, percebemos também que quanto maior for a indutância, menor ela ficará, pois maior será o atraso de corrente e o diodo terá mais tempo ainda de condução durante o semiciclo negativo. Isso é ruim, pois torna a retificação dependente da impedância da carga. Isso pode ser visualizado no segundo gráfico, que mostra que a tendência é ter a forma de onda da entrada toda aplicada no indutor à medida que sua indutância vai aumentando.

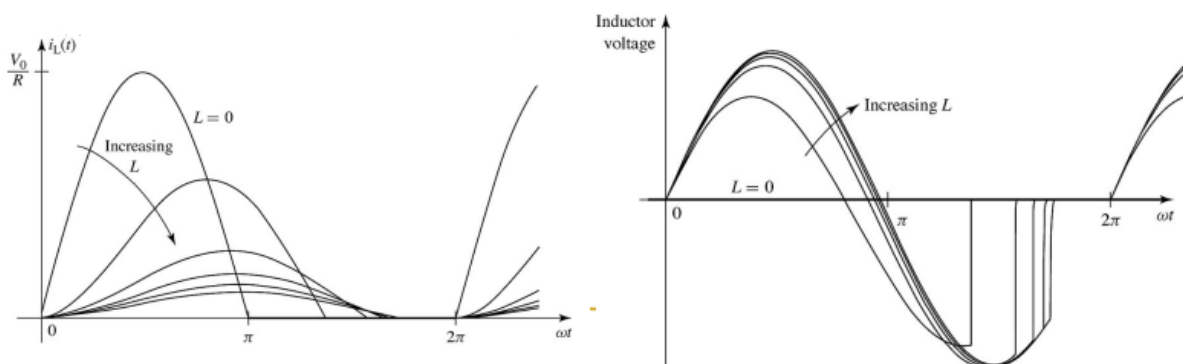


Figura 4.3 - Variação na forma de onda de acordo com a variação da indutância do indutor na carga RL.

Para solucionar esse problema, inclui-se mais um diodo em paralelo com a carga no circuito, chamado diodo de roda livre (DRL), que se encarregará de eliminar a condução extra que mencionamos do diodo D_1 durante o semiciclo negativo. Note que com a adição desse novo componente, a tensão da carga (V_L) agora volta a situação inicial, sendo uma tensão retificada normal. Isso ocorre porque durante o semiciclo negativo, o DRL assume a condução mantendo a corrente por mais um tempo no indutor, permitindo tempo suficiente para que D_1 se abra e corte a

alimentação negativa. Isso pode ser visto no gráfico que representa a corrente do indutor (i_L) que se estende na segunda etapa. Assim, a tensão média na carga volta a ser calculada como vimos inicialmente quando a carga era composta somente por uma resistência.

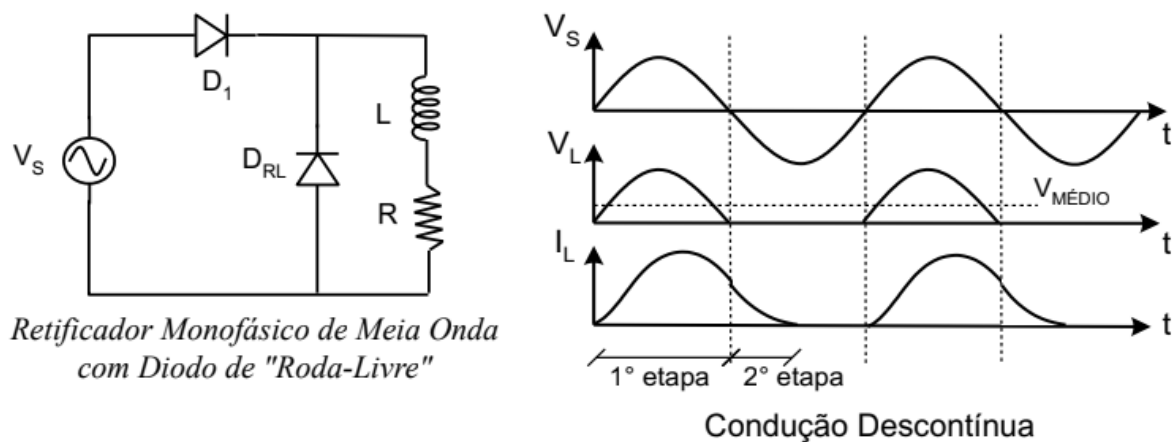


Figura 4.4 - Esquemático do circuito monofásico de meia onda com diodo de roda livre e seus formatos de onda na fonte, carga e corrente na carga.

Logo, durante o semiciclo positivo de V_s , o diodo D_1 conduz e o DRL está aberto e durante o semiciclo negativo de V_s , D_1 está aberto e o DRL mantém a corrente no indutor por mais um tempo a fim de eliminar a diminuição de tensão média na carga devido ao atraso fasorial da corrente elétrica provocado pelo indutor. Visualize na próxima imagem as situações dos diodos de acordo com a oscilação da tensão de entrada:

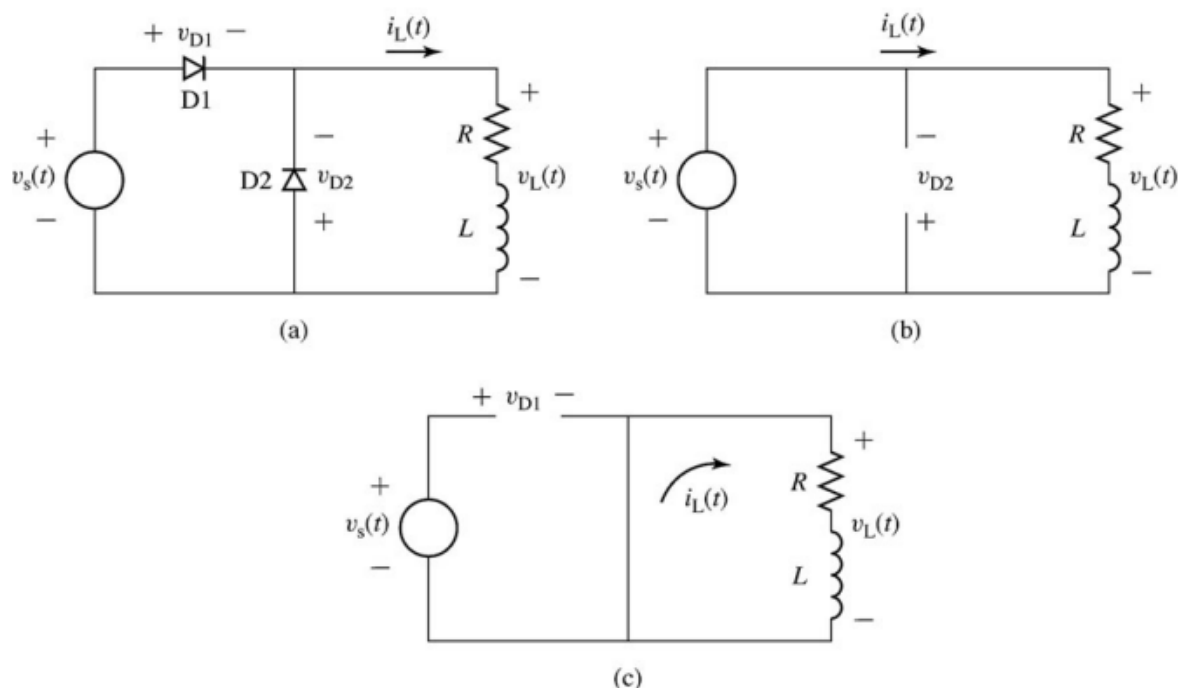


Figura 4.5 - Esquemáticos que mostram as situações de cada diodo de acordo com a oscilação da tensão de entrada

A condução mostrada anteriormente é descontínua, pois a extensão da corrente causada pelo DRL retorna a zero. Mas, existem casos em que a condução pode ser contínua (não confunda com corrente contínua, aqui queremos abordar que a corrente é ininterrupta, nos referindo a condução), que ocorre em casos que temos indutores com indutâncias mais relevantes, existindo situações que eles são tão grandes que permitem uma corrente quase que contínua na carga. Isso pode ser verificado nas figuras abaixo:

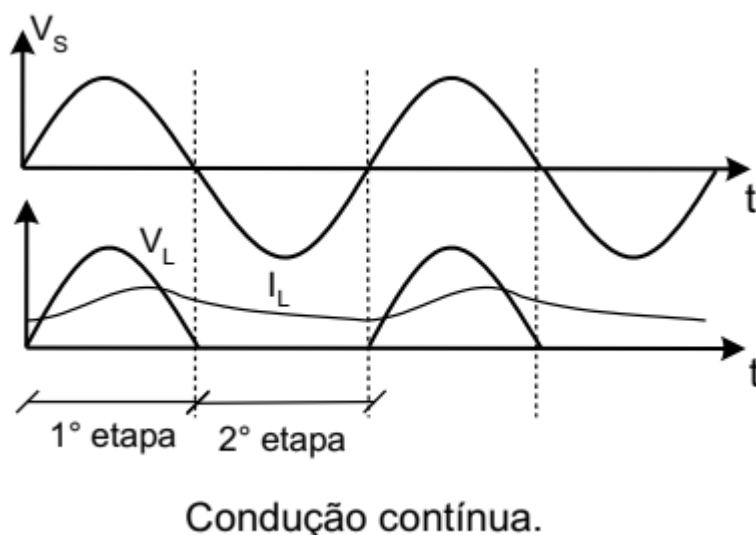


Figura 4.6 - Forma de onda de tensão da entrada em comparação com a forma de onda da tensão e corrente na carga.

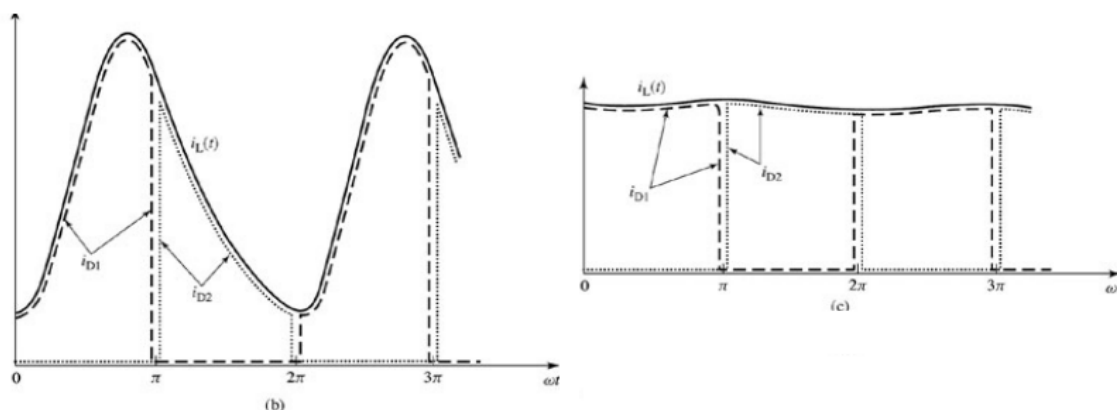
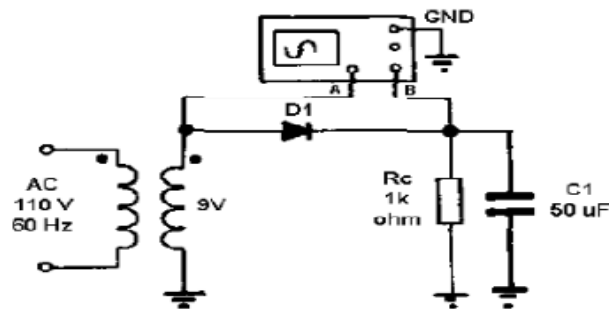


Figura 4.7 - Forma de onda na corrente com diferentes indutâncias, na esquerda baixa indutância e na direita bem mais elevada.

4.4 Retificador não controlado de meia ponte RC

Agora vejamos os resultados do acréscimo de um capacitor ao retificador de meia ponte não controlado, que é o circuito de filtragem mais comum que existe. Ele se constitui basicamente da adição de um capacitor que fica em paralelo com a carga. Isso tem por objetivo diminuir o ripple de tensão (que é a variação de sinal em uma tensão contínua).



4.8 - Esquema de ligação de um retificador não controlado de meia ponte.

O funcionamento se dá da seguinte maneira: no primeiro quarto de funcionamento o diodo conduz (está diretamente polarizado) ligando o transformador diretamente ao capacitor que se carrega até chegar na tensão de pico (que será limitada ao secundário do transformador). Atingida a tensão de pico, o capacitor faz com que o diodo se polarize reversamente e pare de conduzir, ponto em que o capacitor assume a alimentação da carga resistiva traduzindo o comportamento que pode ser visto na figura a seguir:

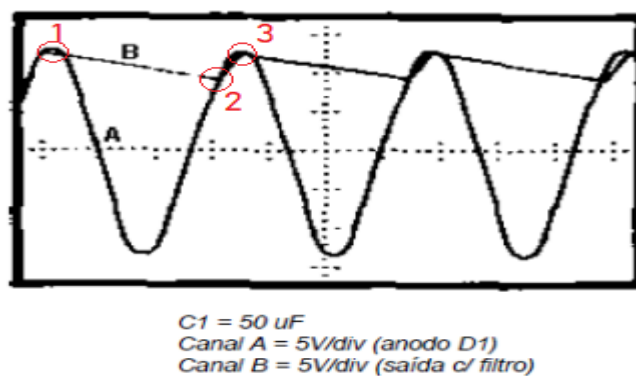


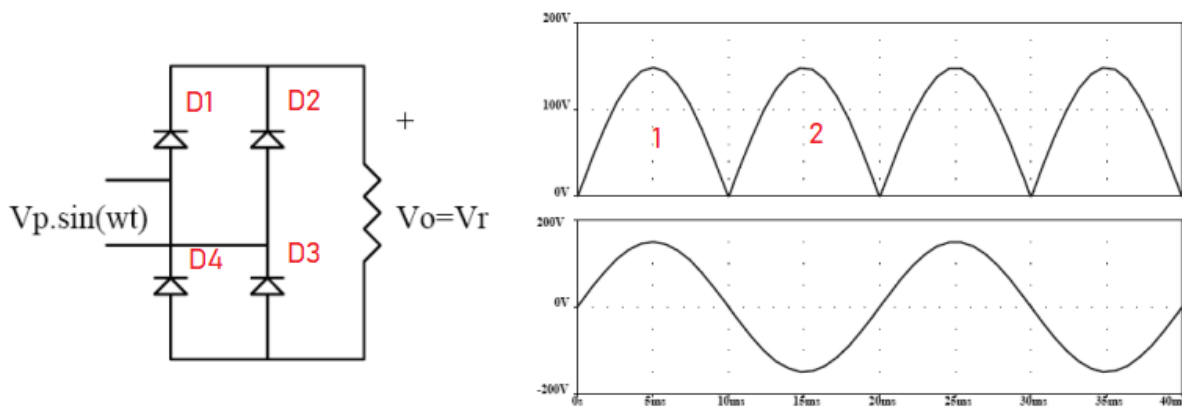
Figura 4.9 - Forma de onda vista no circuito.

Observe que no ponto 1 é o momento em que o capacitor atinge a tensão de pico, assumindo a alimentação do circuito até o ponto 2 (período em que ele se descarrega parcialmente). No ponto dois, a tensão de alimentação proveniente do secundário do transformador, volta a ser maior, polarizando o diodo diretamente novamente, permitindo condução e uma nova recarga no capacitor até o ponto 3, onde atinge novamente a tensão de pico, polariza o diodo reversamente, e o ciclo de reinicia.

Isso nos mostra que a tensão de saída em cima do resistor tem uma variação menor, ou seja, uma tensão de ripple menor, permitindo uma alimentação mais constante e estável na carga.

4.5 Retificador não controlado em ponte completa

Agora iremos trabalhar com quatro diodos, caracterizando um retificador em ponte completa, como pode ser visto na figura abaixo:



$$V_{med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_o \sin(x) dx = \frac{2V_o}{\pi}$$

Figura 4.10 - Esquemático do retificador não controlado de ponte completa, sua forma de onda e equação para a tensão média.

Como podemos visualizar no gráfico, agora teremos o semiciclo positivo retificado e também o semiciclo negativo invertido e aplicado na carga, ficando com uma série de picos aplicados em nossa carga, que nesse caso, é puramente resistiva. O valor médio agora é calculado de acordo com a equação apresentada acima. Repare que agora seu valor dobrou, justamente pelo acréscimo da parte do semiciclo negativo na carga.

A condução funciona através de dois caminhos durante a retificação: durante o semiciclo positivo D1 e D3 polarizam-se diretamente, enquanto D2 e D4 ficam abertos, permitindo passagem de corrente por D1 e retorno por D3, gerando a parte 1 da tensão retificada na carga. Durante o semiciclo negativo D2 e D4 polarizam-se diretamente, enquanto D1 e D3 ficam abertos, permitindo passagem de corrente por D2 e retorno por D4, gerando a parte 2 da tensão retificada na carga.

4.6 Retificador não controlado em ponte completa RL

Agora acrescentamos um indutor em série com o resistor, resultando na configuração abaixo:

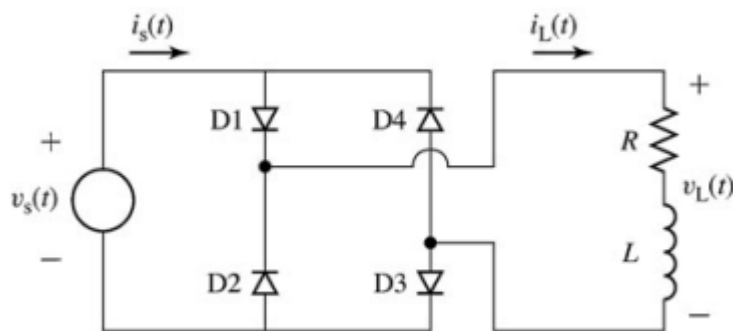


Figura 4.11 - Esquemático do retificador não controlado em ponte completa com carga RL.

Observando as correntes de D1/D3 e D2/D4 é notável que agora temos um formato de onda na corrente quase quadrada, o que nos indica e confirma a carga indutiva. O acréscimo do indutor resulta em uma corrente i_O (resultado da soma da corrente que passa por D1/D3 com a corrente que passa por D2/D4) em condução contínua na carga, ou seja, não toca o zero. A corrente da entrada também assume uma característica mais quadrada, porém de forma alternada, sendo a soma de cada parcela dos braços de retificação.

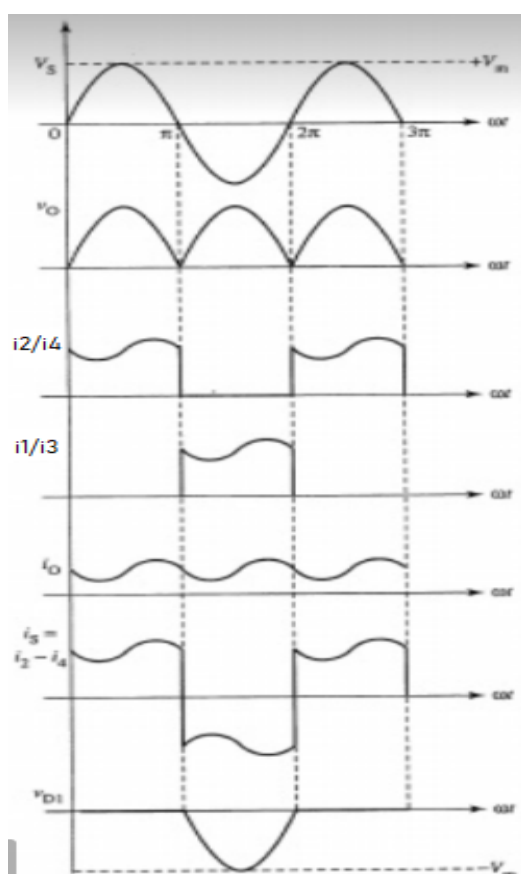


Figura 4.12 - Formas de onda da tensão em vários dos componentes do circuito.

Se nós acrescentarmos um indutor muito grande ao circuito anterior, chegaremos o mais próximo possível de ondas com forma quadrada, como pode ser observado abaixo:

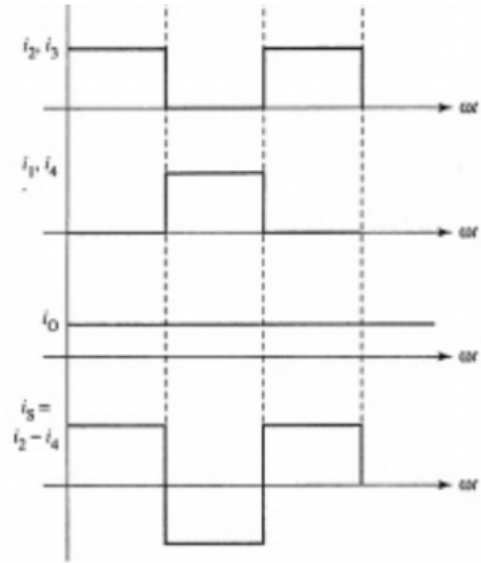
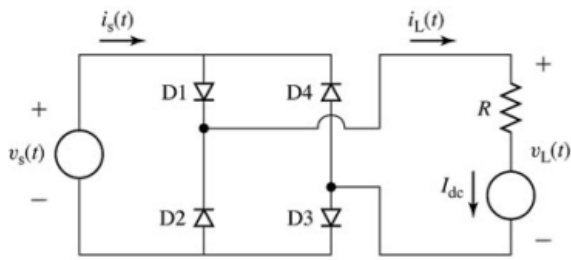


Figura 4.13 - Esquemático do retificador não controlado em ponte completa com carga RL, sendo o indutor com uma indutância muito alta. Ao lado temos as formas de onda da corrente.

Isso acontece porque podemos imaginar que uma indutância muito grande é praticamente uma fonte de corrente, nos levando muito próximo de um corrente contínua totalmente constante na carga, ou seja, que não tenha oscilações como visto anteriormente para o caso de uma indutância de valor inferior.

4.7 Retificador não controlado em ponte completa RC

Vejamos agora os resultados a partir do acréscimo de um capacitor em paralelo com nossa carga resistiva:

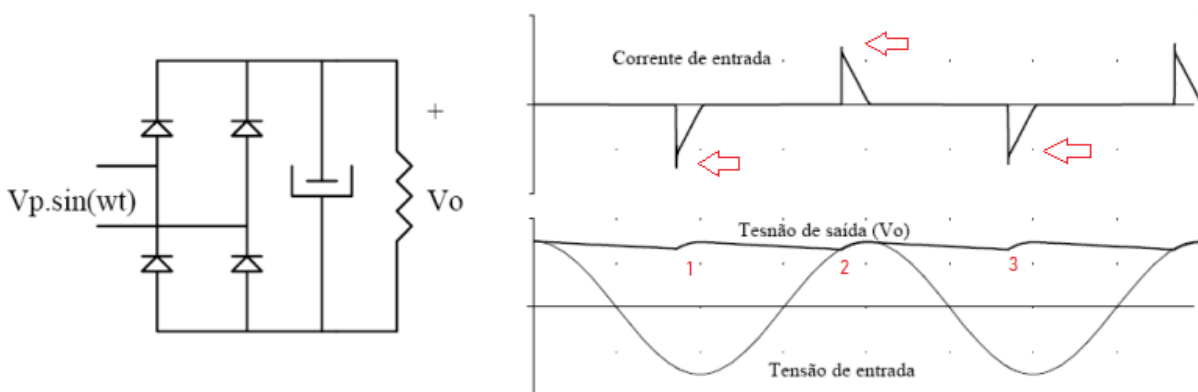


Figura 4.14 - Esquemático do retificador não controlado em ponte completa com carga RC, e ao lado as formas de ondas.

O capacitor assume um papel de filtragem, fazendo com que tenhamos picos de corrente na entrada, os quais duram somente o tempo suficiente para carga no capacitor, momento no qual ele assume a alimentação do circuito e corta o funcionamento dos diodos que estão em condução no momento.

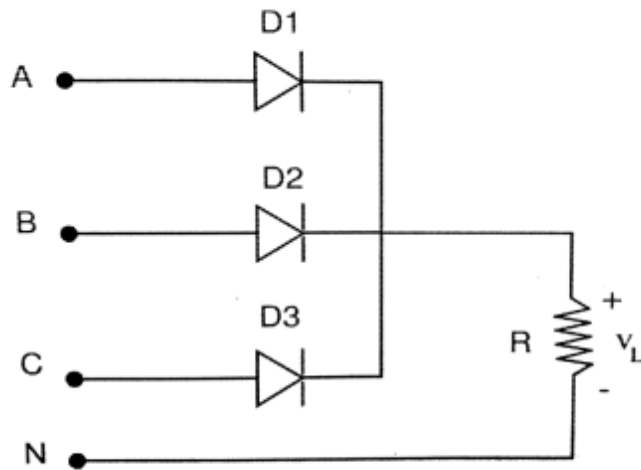
Observe nos pontos indicados pelas setas vermelhas os picos de corrente na entrada, que são os momentos em que os diodos assumem condução para carregar o capacitor (lembre-se do funcionamento dos quatro diodos em ponte completa, onde eles funcionam em condução de dois em dois de acordo com a variação da tensão de entrada). Assim, o capacitor se carrega até um potencial suficiente para abrir os diodos em condução (observe os pontos 1,2 e 3 e compare-os com a corrente de entrada que se extingue após a carga completa do capacitor), assumindo a alimentação do circuito. É possível ver que o mesmo ocorre tanto para o ciclo positivo (visto em 2) quanto para o ciclo negativo (visto em 1 e 3) da tensão de entrada

5. Retificadores Trifásicos não Controlados a diodo

A partir do momento que começamos a entrar em um cenário industrial, começamos a nos deparar com cargas muito maiores, demandando grandes potências para suprir seu funcionamento. Nesse caso, os retificadores monofásicos (ligados fase-neutro ou fase-fase) não são indicados, pois eles iriam causar um desequilíbrio entre as fases, com possíveis variações de tensões em módulo, o que aumentaria as perdas elétricas do sistema. Além disso, ao observar todos os consumidores em geral, onde cada carga é individualmente projetada para operar em equilíbrio, poderíamos ter um descontrole do sistema em cadeia, acarretando em maiores problemas. Por isso, cargas elevadas, já são naturalmente projetadas para operar em três fases, pois os sistemas trifásicos são naturalmente mais equilibrados. Como nos retificadores monofásicos, eles também podem ser de meia onda ou de onda completa, porém, apresentando algumas características diferentes de montagem e resposta na carga (saída).

5.1 Retificadores trifásicos de meia onda

São basicamente a união de três retificadores monofásicos de meia onda, mas aqui, utilizaremos três diodos, cada um ligado a uma fase distinta. Se observarmos bem, podemos perceber que a cada um terço do período, teríamos o seu funcionamento como se fosse o de um retificador monofásico.



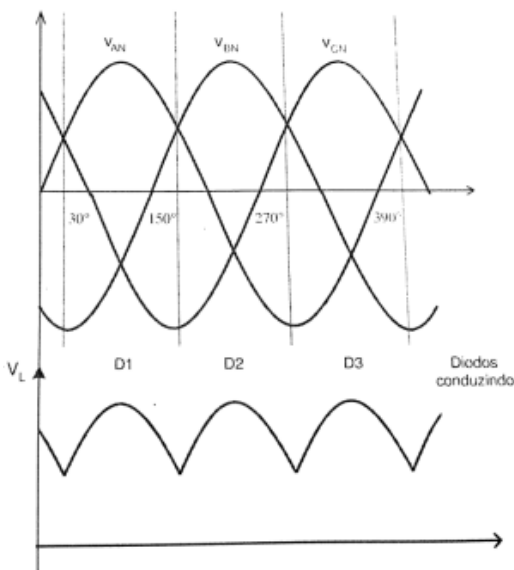
Tensão média na carga:

$$V_L \text{ méd} = 1,17 \cdot V_{RMS}$$

Figura 5.1 - Esquemático de um retificador trifásico de meia onda com carga R. Ao lado temos a equação para a tensão média na carga.

Lembre-se que cada fase está defasada de 120° em relação a próxima, logo, teremos cada diodo conduzindo por 120° , ou seja, por um terço do período.

As formas de onda na carga de um retificador trifásico não controlado podem ser observadas na figura abaixo, junto com as fórmulas de tensão reversa máxima e corrente média em cada diodo:



Máx Tensão reversa em cada diodo:

$$V_{REVERSA} = 2,45 \cdot V_{RMS \text{ FASE}}$$

Corrente média em cada diodo:

$$I_D \text{ MEDIA} = 0,333 \cdot I_{\text{MEDIA CARGA}}$$

Figura 5.2 - Comparação das formas de ondas na entrada e a forma de onda na carga. E ao lado temos as equações para a máxima tensão reversa em cada diodo e a corrente média em cada um.

Note que na fórmula da tensão reversa, o valor de 2,45 é o resultado da multiplicação de raiz de três (proveniente da tensão de linha que fica aplicada entre os terminais de cada diodo durante a condução) por raiz de dois (que vem do fato de estarmos tomando como base o valor de pico, que é o resultado do valor eficaz - V_{rms} - vezes raiz de dois).

Agora, verificando a fórmula de corrente média em cada diodo, devemos perceber que ela é nada mais que a corrente média na carga dividida por três (já que ela é constituída basicamente pela contribuição da corrente dos três diodos da ponte de meia onda).

5.2 Retificadores trifásicos de onda completa

Agora, em um retificador trifásico de onda completa, serão necessários seis diodos. Aqui teremos o funcionamento de duas fases por vez, fornecendo corrente para carga num intervalo de 60 graus, ou seja, temos condução por um sexto do período para cada par de diodos. As fases que estarão conduzindo, serão as que tiverem as duas tensões maiores em módulo. Podemos dizer então, que a fase que for mais positiva será a responsável por polarizar diretamente o diodo da ponte superior e levá-lo à condução. Já na ponte inferior, a fase que for mais negativa se encarregará de levar um dos diodos a se polarizar diretamente e levá-lo à condução. Observe abaixo a configuração de um retificador trifásico de onda completa:

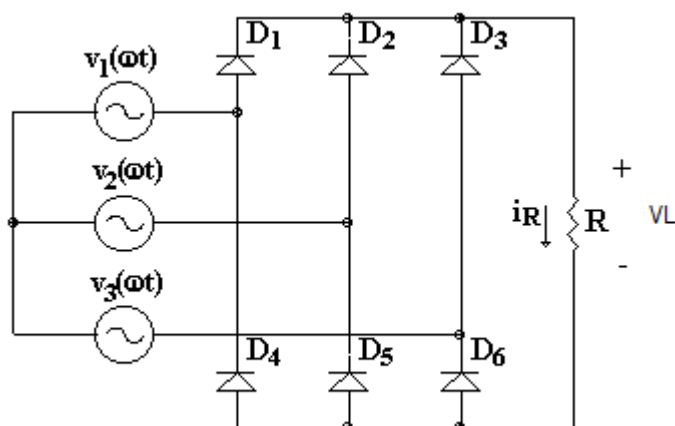


Figura 5.3 - Esquemático do retificador trifásico de onda completa.

Sempre teremos dois diodos em condução, um da parte superior e outro da parte inferior da ponte. Para entender melhor o funcionamento, analisemos a figura abaixo:

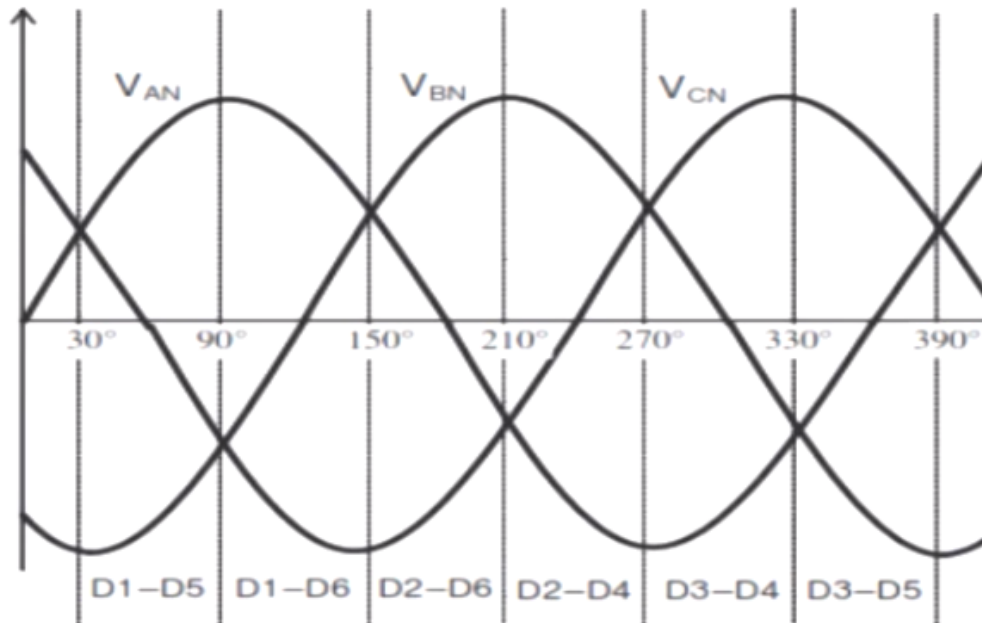


Figura 5.4 - Forma de onda na entrada com a explicitação de quais diodos estão em condução.

Observe as seguintes situações de condução, com intervalos de 60 em 60 graus:

- De 30° a 90° temos D1 (com seu anodo ligado a fase A) e D5 (com seu catodo ligado a fase B) conduzindo, pois nesse momento podemos perceber que a fase A é a mais positiva e a fase B é a mais negativa, como abordamos anteriormente;
- De 90° a 150°, temos D1 e D6 (com seu catodo ligado na fase C) conduzindo, pois agora, na parte inferior, a fase mais negativa é a fase C;
- De 150° a 210°, temos D2 (com seu anodo ligado a fase B) e D6 conduzindo, pois a fase mais positiva é a B e a mais negativa é a C;
- De 210° a 270° temos D2 e D4 (com seu catodo ligado na fase A) conduzindo, pois a fase mais positiva é a B e a mais negativa é a A;
- De 270° a 330° temos D3 (com seu anodo ligado a fase C) e D4 conduzindo, pois a fase mais positiva é a C e mais negativa é a A;
- De 330° a 390° temos D3 e D5 conduzindo, pois a fase mais positiva é a C e a mais negativa é a B.

Na carga, teremos uma tensão média que será o dobro da tensão média vista no retificador trifásico de meia onda, justamente porque agora teremos seis ciclos de condução.

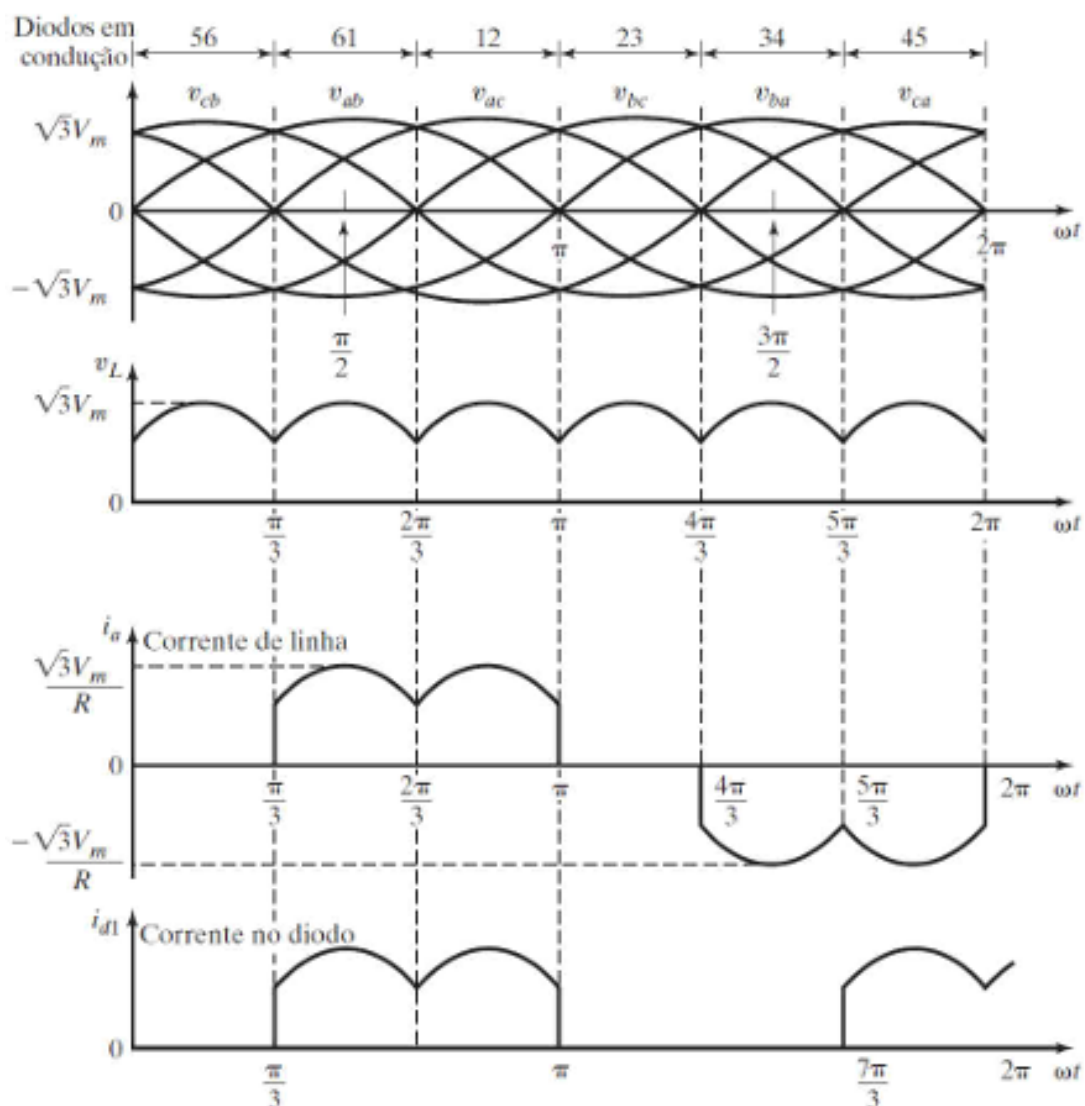


Figura 5.5 - Forma de onda na entrada, na carga e corrente de linha, respectivamente.

Tensão média na carga:

$$V_L \text{ méd} = 2,34.V_{RMS}$$

Note na figura acima que a tensão máxima na carga será de raiz de três vezes o V_m (valor de pico, que equivale a raiz de dois vezes o V_{rms} de fase).

Também devemos lembrar que a corrente em cada diodo será um terço da corrente média na carga.

5.3 Fenômeno da Comutação

Se analisarmos o momento em que ocorre a transição do estado ligado para desligado e vice-versa em diodos retificadores em circuitos que tenham alguma indutância presente na conexão de entrada, podemos perceber um fenômeno que chamamos de comutação. Isso ocorre porque no momento em que um diodo está começando a conduzir existe outro que está começando a se desligar, existindo então, um momento de condução simultânea, ou seja, a transferência de corrente de um par de diodo para outro, não pode ocorrer de forma instantânea. Nesse momento, para a rede, existe um curto-circuito aplicado após a indutância de entrada. Isso pode se tornar ainda mais evidente e acentuado quando o circuito está sendo alimentado através de transformadores, pois eles acabam por inserir mais indutância ao circuito em série com o circuito de alimentação (indutância de dispersão que é uma característica própria do transformador e inevitável).

Podemos dizer que esse fenômeno sempre estará presente nos circuitos, pois de certa forma as linhas que alimentam os circuitos sempre apresentam alguma característica indutiva. E essa característica, de ter um indutor, é responsável por manter o diodo por mais um tempo em condução simultânea com outro durante as transições. A tensão efetiva na entrada do retificador será a média das tensões presentes nas fases.

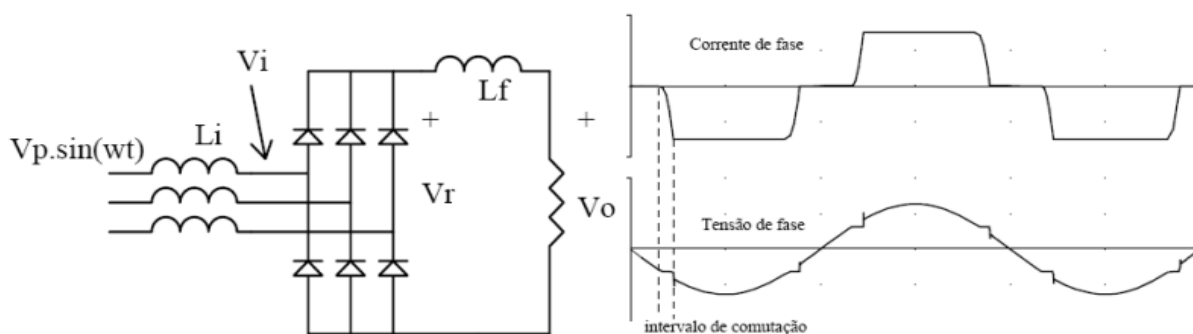


Figura 5.6 - Esquemático e forma de onda para demonstrar a influência do indutor no circuito do retificador trifásico de ponte completa.

Observe a figura acima, chamaremos de L_i a indutância de entrada da alimentação. Note que quando temos um par de diodos conduzindo, a corrente virá de uma fase e retornará por outra, fazendo com que as indutâncias dessas duas fases fiquem em série, aumentando então a indutância equivalente presente no caminho percorrido pela corrente. Essa indutância, como já vimos, fará com que esse par de diodos continue conduzindo por um período a mais durante sua comutação para desligado, que coincidirá com o início da comutação para condução de outro par de diodos, gerando então o fenômeno que mencionamos anteriormente. Isso pode ser observado na imagem no intervalo de comutação, na forma de “degraus”. Note também a transição mais gradual ao invés de repentina no gráfico de corrente do diodo nesse momento.

No caso em que tivermos cargas capacitivas, as indutâncias de entrada atuarão no sentido de tentar reduzir a derivada inicial da corrente, resultando em dois picos de corrente de fase durante a condução do par de diodos tendo um momento de não condução entre esses dois picos. Observe abaixo:

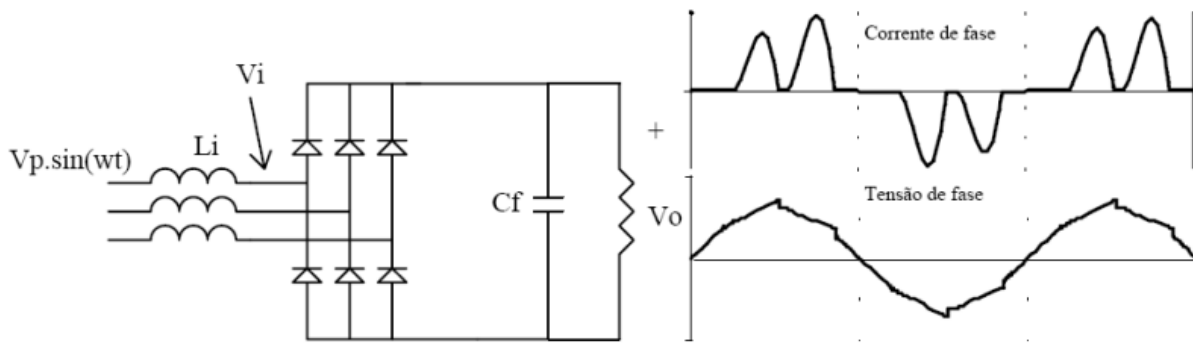


Figura 5.7 - Esquemático e forma de onda para demonstrar a influência do capacitor no circuito do retificador trifásico de ponte completa

Note ainda que nesse caso, com a variação de corrente, as indutâncias apresentarão uma queda de tensão, o que trará distorções significativas na tensão de entrada.

6. Fator de Potência

Fator de potência, é coeficiente resultante entre a razão da potência ativa e a potência aparente de um circuito elétrico. Conforme fórmula a seguir:

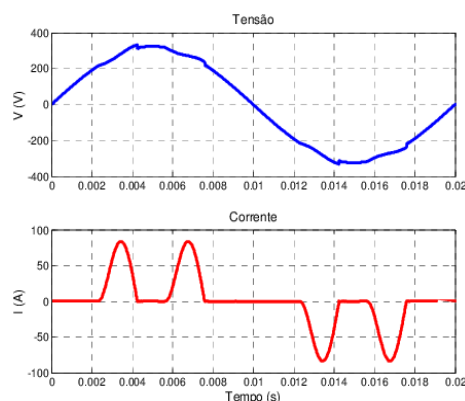
$$fp = \frac{P}{S}$$

Quando estudamos circuitos lineares, ou seja, que não sofrem chaveamentos, tendo suas características resistivas, capacitivas e indutivas constantes durante funcionamento, podemos

calcular o fator de potência através do ângulo de defasamento entre tensão e corrente, como a seguir:

$$fp = \cos\varphi$$

Entretanto, nos circuitos não lineares, como é o caso dos circuitos chaveados por semicondutores, não podemos realizar o cálculo do fator de potência através da defasagem entre tensão e corrente pois as duas grandezas possuem formatos de onda diferentes, causados pelo efeito fenômeno da comutação, como ilustrado pela figura 5.1



Nesse caso o fator de potência só pode ser calculado pela seguinte forma:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}}$$

Fig. 6.1: Tensão e Corrente não lineares

Para calcularmos os valores RMS, temos que considerar todas harmônicas presentes na forma de onda, suas amplitudes e frequências. Usamos a seguinte fórmula, onde $I_1, I_2 \dots I_n$ são os valores RMS de cada componente harmônica da corrente(o mesmo vale para tensão):

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$

Quando as formas de onda são muito distorcidas, teremos que considerar mais componentes senoidais. Medimos esse grau de distorção através da **TDH**(taxa de distorção harmônica, também chamado fator de forma) que é o índice que nos dá o percentual da onda que é distorcido em relação à fundamental. Calculamos esse índice utilizando a fórmula a seguir:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

Note que uma maior distorção harmônica significa que a corrente ou tensão possui maior número de componentes senoidais e, conseqüentemente, apresenta um formato de onda mais distorcido.

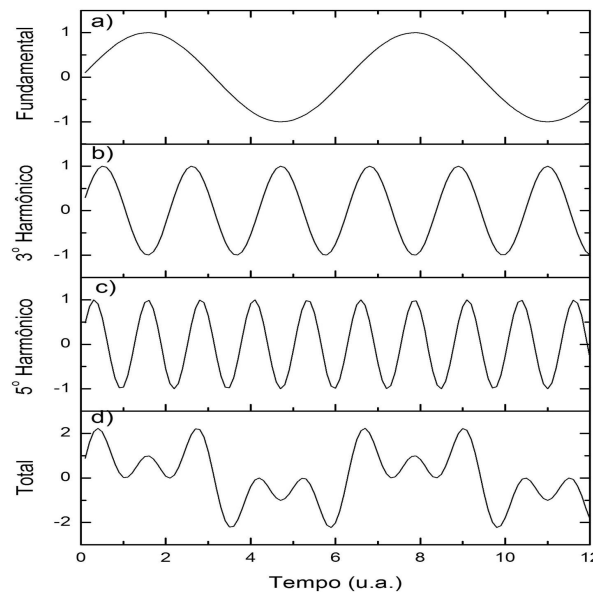


Fig. 6.2 Onda com alta TDH

Os sinais com alta distorção harmônica, como ilustrado na figura 5.2, contribuem com a ineficiência do sistema pois causam a diminuição do fator de potência do mesmo. Levando em conta a distorção harmônica, podemos calcular o fator de potência dessa forma:

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + TDH^2}}$$

Quando temos **baixos valores de fator de potência**, nosso sistema converte pouca parte da energia elétrica em trabalho. Dessa forma, teremos um **sistema trabalhando com maiores valores de tensão e corrente para entregar a mesma potência ativa**, necessitando de equipamentos de maior porte e custo. **O fator de potência ideal é de valor 1**. Além disso, as reatâncias capacitivas e indutivas se alteram na presença de harmônicas, levando o circuito a apresentar impedâncias diferentes das que foi projetado, podendo gerar curto-circuitos em reatâncias capacitivas com harmônicos de alta frequência, por exemplo.

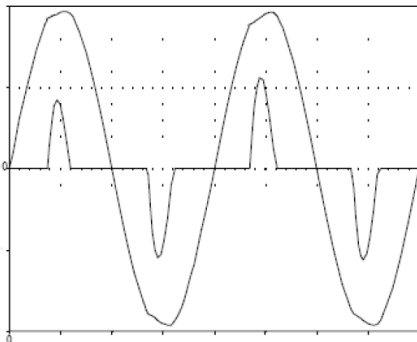


Fig. 5.3 Baixo FP causado por alta TDH

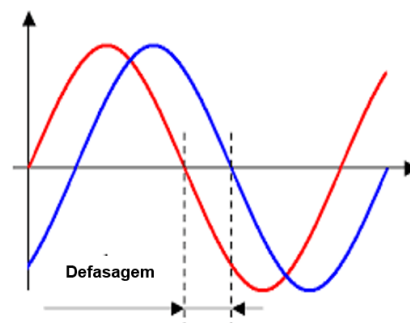


Fig. 5.4 Baixo FP por defasagem indutiva

No Brasil, o Departamento Nacional de Águas e Energia Elétrica (DNAEE) estabeleceu um valor mínimo de 0,92 para o fator de potência. Caso o consumidor ultrapasse esse valor, deverá ser paga uma multa sobre o excedente reativo. Entre as 6:00 e 00:00, a multa é cobrada em cima do excedente indutivo. Já das 00:00 até as 6:00 horas é cobrada sobre o excedente capacitivo. Essa legislação leva em conta que as cargas do sistema elétrico são de natureza lineares.

6.1 Norma IEC-61000-3-2

É a norma que estabelece os limites máximos de harmônicos gerados por equipamentos de até 16A sendo utilizados na rede pública de distribuição de energia de valores nominais 220-240V/ 50 - 60HZ. A norma traz limites relativos e absolutos a serem cumpridos, dependendo da potência do equipamento.

Ela classifica os equipamentos em quatro classes, listadas a seguir:

Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “dimmers” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.

Classe B: Ferramentas portáteis.

Classe C: Dispositivos de iluminação.

Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, caso a corrente de entrada apresente a forma mostrada na figura 1.2. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600 W, medida esta feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

Para cada classe de equipamento, a norma estabelece os limites de harmônicos explicitados na tabela abaixo:

Ordem da Harmônica n	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima corrente[A]	Classe C % da fundamental	Classe D (75W<P<600W) [mA/W]
Harmônicas Ímpares				
3	2,30	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
15<n<39	2,25/n	3,375/n	3	3,85/n
Harmônicas Pares				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
8<n<40	1,83/n	2,76/n		

Além da norma IEC 61000-3-2, a norma IEEE 519 também estabelece limites para os harmônicos gerados por cargas lineares e não lineares. A norma descreve as formas de onda de tensão e corrente para os fabricantes e detalha a interface entre cargas e fontes. Diferente da IEC 61000-3-2, que trata dos harmônicos gerados por equipamentos de baixa corrente, a norma IEEE

519 estabelece parâmetros de qualidade de energia para o ponto de acoplamento comum das fontes e cargas. A sua versão mais recente é de 2022.

6.2 Filtros Passivos

São filtros constituídos por reatâncias capacitivas(capacitores) e indutivas(indutores) que são posicionados estrategicamente no sistema elétrico de modo a evitar a ocorrência de harmônicos. Em geral essas soluções são de maior volume, devido ao indutor, e apresentam maior robustez devido à sua simplicidade.

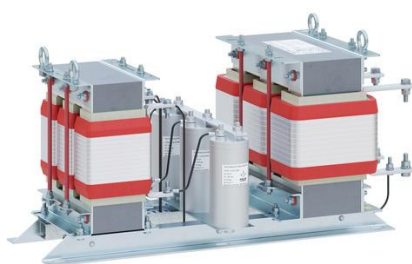
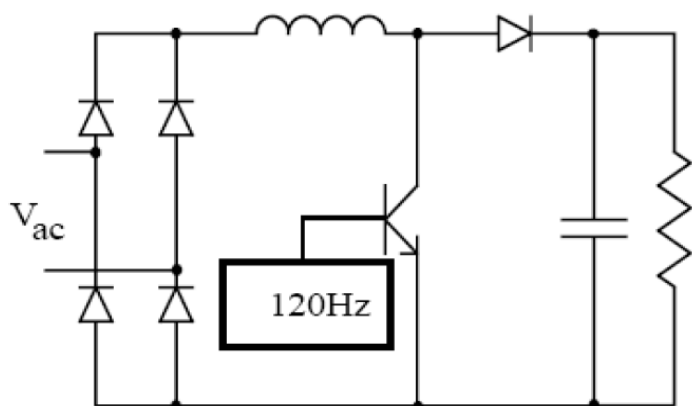


Fig. 6.5 Filtro passivo de harmônicas.

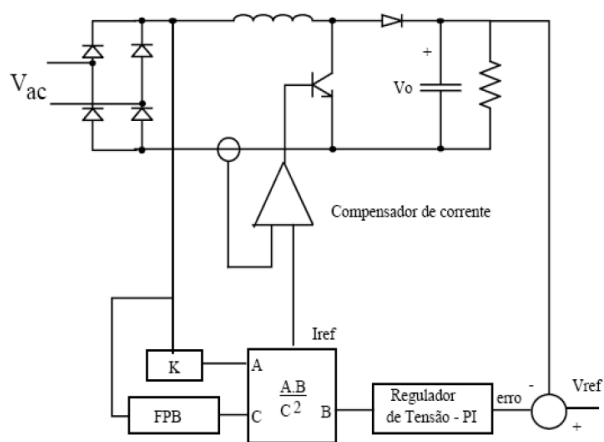
6.3 Filtros Ativos

Possuem menor volume para as mesmas potências empregadas em filtros passivos. Além disso, é possível fazer um ajuste/controle da tensão CC(corrente contínua) na carga.



No **conversor suga**, a corrente de linha é adiantada através de uma chave condutora que é acionada numa frequência duas vezes maior que a da rede, resultando assim no adiantamento da corrente que percorre o circuito.

Fig. 6.6 Conversor Suga.



Já no **conversor boost PFP**(com pré-regulagem do fator de potência), o circuito funciona em malha fechada, com o monitoramento constante da corrente de linha e chaveamento de forma a causar o mínimo de

distorção harmônica possível na rede. Na figura 5.8 vemos a forma de onda esperada para a corrente na fonte AC.

Fig. 6.7 Conversor boost com PFP.

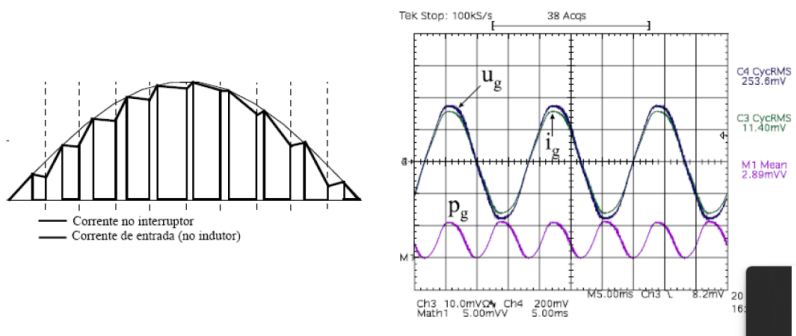


Fig. 6.8 forma de onda.

referências:

<https://blog.ansi.org/?p=170685>

<https://www.scielo.br/j/rbef/a/TBxQnsqq3kgctLCPzMkZ3rw/>

<https://universolambda.com.br/reactancias-shunt/>

<https://blog.ansi.org/ieee-519-2022-harmonic-control-power-systems/#gref>

7 Tiristores

Os tiristores são semicondutores capazes de trabalhar com altas correntes e altas tensões, o que amplia sua gama de aplicação para circuitos de alta potência, trazendo a funcionalidade de conversão de uma grande quantidade de potência. Devido a isso, podemos classificá-lo como um semicondutor de potência.

Diferente dos diodos e dos transistores, eles são compostos por quatro camadas (PNPN), pois eles tem uma peculiaridade que é a possibilidade de ser acionado durante sua polarização direta. Podemos entendê-lo como sendo um diodo que ao estar diretamente polarizado só conduz se for solicitado seu acionamento, ou seja, é um dispositivo que pode ser usado como uma chave de liga e desliga, sendo disparada sob a demanda e momento em que se deseja.

Podemos separá-los em algumas categorias ou tipos:

- SCR - Silicon Controlled Rectifier: um dos mais conhecidos nas aplicações em altas potências, podendo ser ligado através de seu gate;
- GTO - Gate Turn-Off Thyristor: que tem a possibilidade de desligamento através de seu gate(diferentemente do SCR, que só pode ser ligado);
- MCT - Tiristor controlado por MOS: tem uma capacidade menor de consumo no seu circuito de dimensionamento devido a característica dos Mosfets;
- TRIAC - Tiristor Triodo bidirecional: utilizados em aplicações onde não estamos interessados na retificação e sim no controle da potência em AC.

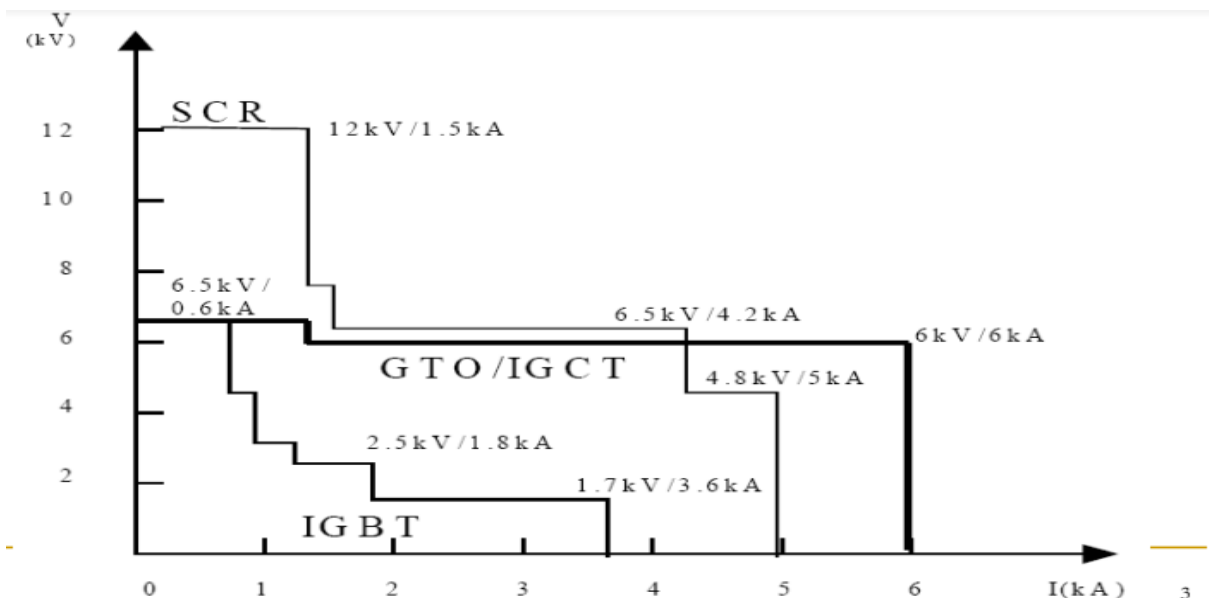


Figura 7.1 - Gráfico que expressa as principais combinações de características de cada tiristor.

Observe o gráfico acima, onde podemos analisar as aplicações mais comuns de cada tipo de tiristor de acordo com a tensão reversa e corrente que suportam em seus terminais. O SCR por exemplo, pode ser utilizado em circuitos que geram tensão reversa máxima de 12kV e corrente máxima de 1,5 kA em seus terminais. O GTO, apesar de suportar tensão reversa menor,

de 6,5kV, consegue suportar correntes maiores, se estendendo até 6kA. Observe também, que para trabalhar com maiores correntes, o SCR deverá trabalhar com menores tensões reversas.

Os IGBTs são transistores de potência, que veremos mais detalhes um pouco mais a frente, que se caracterizam por conseguirem trabalhar com uma boa quantidade de potência, por terem velocidade de operação muito maior e terem a possibilidade de serem ligados e desligados com o circuito de controle de forma bem eficiente. Sendo assim, é uma chave mais sofisticada e por consequência mais cara.

7.1 SCR - Silicon Controlled Rectifier

Os SCRs são considerados os tiristores mais difundidos, funcionando basicamente da mesma forma que um diodo, com catodo e anodo, podendo ser polarizado diretamente ou não de acordo com a tensão aplicada em seus terminais. A principal diferença é que eles apresentam o Gate, por onde conseguimos tomar uma ação para ativá-lo enquanto estiver polarizado diretamente. Uma vez acionado, ele conduz até que a corrente que esteja passando por ele seja extinta, ou seja, não é possível abrí-lo através de uma ação de controle externa, como é feito para iniciar sua condução. Possuem chaveamento de forma rápida, suportando altas tensões e correntes em sua operação.

Observe abaixo um esquemático e fotos reais dos SCRs:

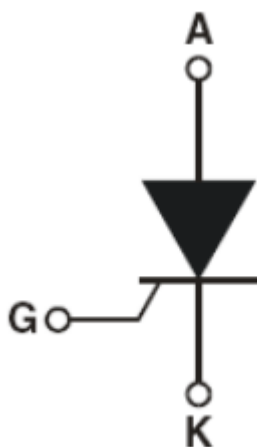


Figura 7.2 - Desenho que representa o tiristor SCR.



Figura 7.3 - Imagens reais de SCR's.

Nas especificações dos SCRs devemos observar alguns parâmetros importantes. Vamos listá-los abaixo:

- V_{drm} - tensão direta de pico repetitiva: enquanto o SCR não está conduzindo temos uma tensão de bloqueio, que deve ser superada para ser diretamente polarizado, que é repetitiva porque se ela tiver um valor constante, ele terá um valor médio e se for de pico acontecendo intermitentemente, devemos nos preocupar com esse valor máximo de pico;
- V_{bo} - tensão direta de ruptura: seria a tensão média comum;
- V_{br} - máxima tensão reversa: seria a tensão reversa máxima a que ele pode ser submetido;
- I_{amax} - máxima corrente de anodo: máxima corrente normal de condução;
- I^2t - integral do quadrado da corrente de anodo num intervalo: relaciona-se com a máxima potência dissipável: seria a integral de joule, estando relacionada com o aquecimento do SCR;
- dV/dt - máxima taxa de crescimento de V_{ak} : tem relação com o quão rápido a tensão pode crescer;
- dI/dt - máxima taxa de crescimento de I_a : tem relação com o quão rápido a corrente pode crescer;
- I_h - mínima I_a para manter o SCR em condução: abaixo dela o diodo abre e para de conduzir;
- I_L - mínima I_a requerida para manter o SCR ligado imediatamente após o disparo e retirada de I_g .

Observe abaixo a curva característica de um SCR:

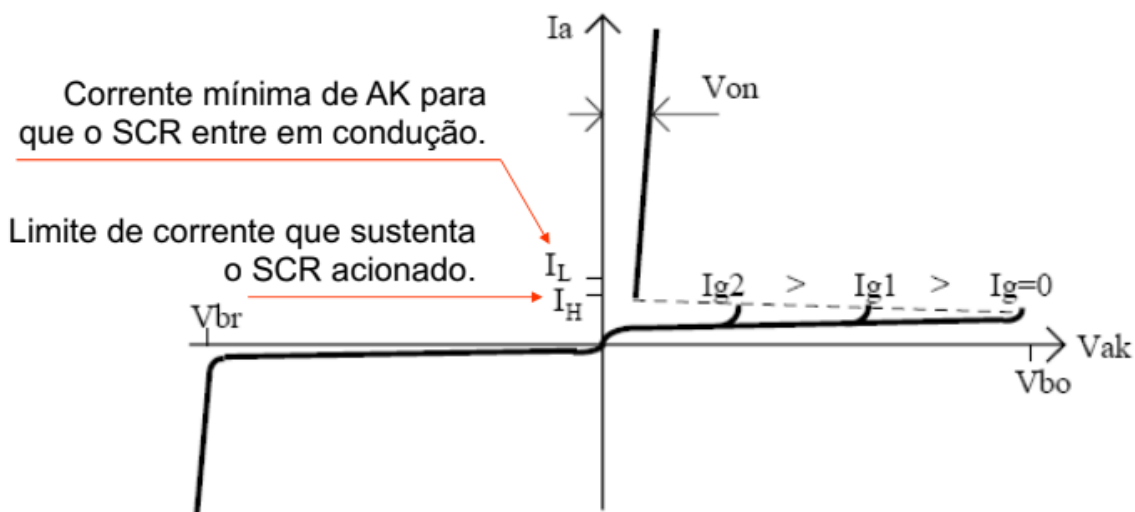


Figura 7.4 - Curva característica de um SCR.

Note que ele possui algumas similaridades com os diodos, principalmente no terceiro e quarto quadrante, que são o lado da polarização de tensão reversa, onde ele suporta uma máxima tensão até chegar o momento em que ele se rompe, onde ele queima. Na polarização direta ele se mantém aberto com uma pequena corrente de fuga onde fica aguardando por uma

corrente de Gate para ser acionado (indicadas por I_{g2} , I_{g1} , etc.) e começar a conduzir. Quanto maior a corrente de Gate, menor será a tensão mínima para o SCR ser acionado. Seu comportamento sem condução é praticamente uma reta para corrente apresentando também uma queda de tensão indicada por V_{on} .

Assim, para que ele consiga se manter em condução, a corrente de Gate deve ser mantida até que a corrente que passa pelo SCR se torne maior que I_L , momento no qual poderemos tirar I_g .

Após o momento em que estiver conduzindo, a corrente que passa pelo SCR deve se manter maior que I_h , que é a corrente na qual o SCR se fecha e para de conduzir.

7.1.2 Condições de disparo, chaveamento e limites do SCR

Existem algumas formas de se colocar um SCR em condução:

- Por tensão, aumentando V_{ak} sem corrente de gate, não sendo um modo indicado;
- Forçando a circulação de valor mínimo de corrente no gate (I_{gm}) com um mínimo de tensão (V_{gm});
- Alta taxa de crescimento de tensão direta (dV/dt): se for muito alta pode ligar o SCR mesmo mesmo sem que o valor de V_{bo} seja alcançado;
- Temperatura: corrente de fuga dobra a cada 8°C , podendo fazer com que a corrente fluindo pela junção 2 atinja um valor mínimo que dispare o SCR (como se tivéssemos uma corrente de gate devido a corrente de fuga amplificada pelo aumento de temperatura);
- Energia radiante (luz) incidindo na junção, pois provoca liberação de elétrons de pares elétron-lacuna.

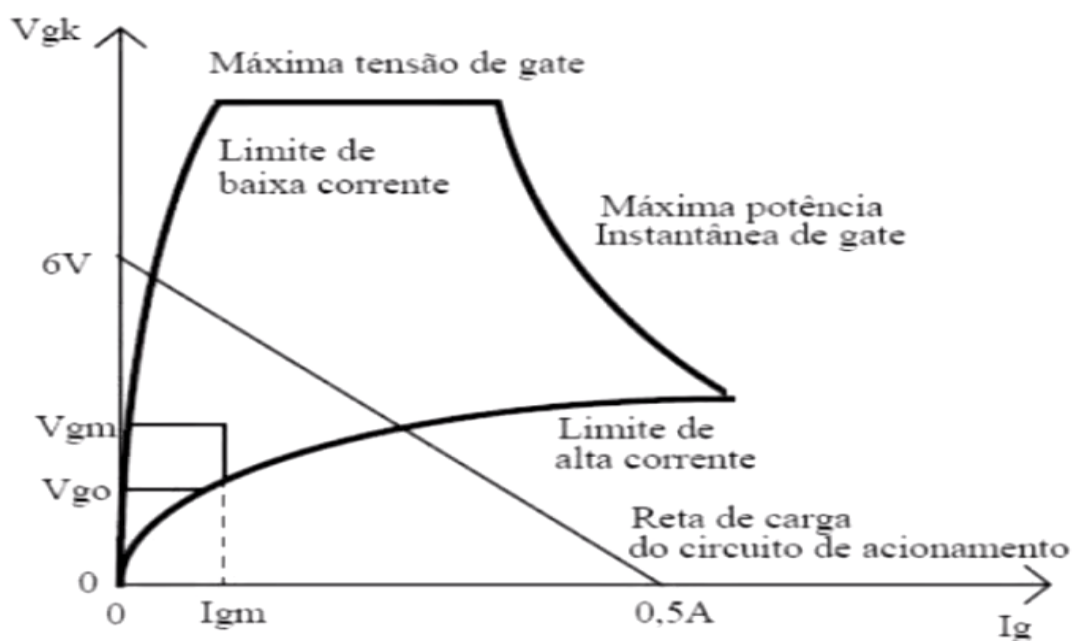


Figura 7.5 - Curva de operação e reta de carga.

Acima, temos um gráfico que ilustra a curva de operação e reta de carga, onde podemos observar a tensão de gate V_{gk} e I_g (lembre que para que tenhamos a corrente de gate

reconhecida pelo SCR devemos polarizá-lo entre gate e catodo, ou seja, precisamos incluir uma fonte nessa configuração, que por consequência ligará o SCR). Veja que o gráfico também indica as tensões V_{gm} e V_{go} relacionados com a I_{gm} , como já discutimos anteriormente. As curvas do gráficos mostram todas as faixas de operações possíveis para o SCR em questão, onde temos uma corrente de gate máxima (pouco maior que 0.5A) e também uma máxima tensão de gate. Mas, normalmente, o que se tem hoje em projetos, é um dimensionamento para que o SCR opere acompanhando uma reta de carga para o circuito de acionamento, neste caso com limite máximo de tensão de 6V e 0,5A de I_g . Mas isso vai depender também do modelo do SCR que estivermos trabalhando, tendo uma reta de carga diferente para cada.

Abaixo, veremos agora, o gráfico que demonstra o comportamento da chave em relação às perdas:

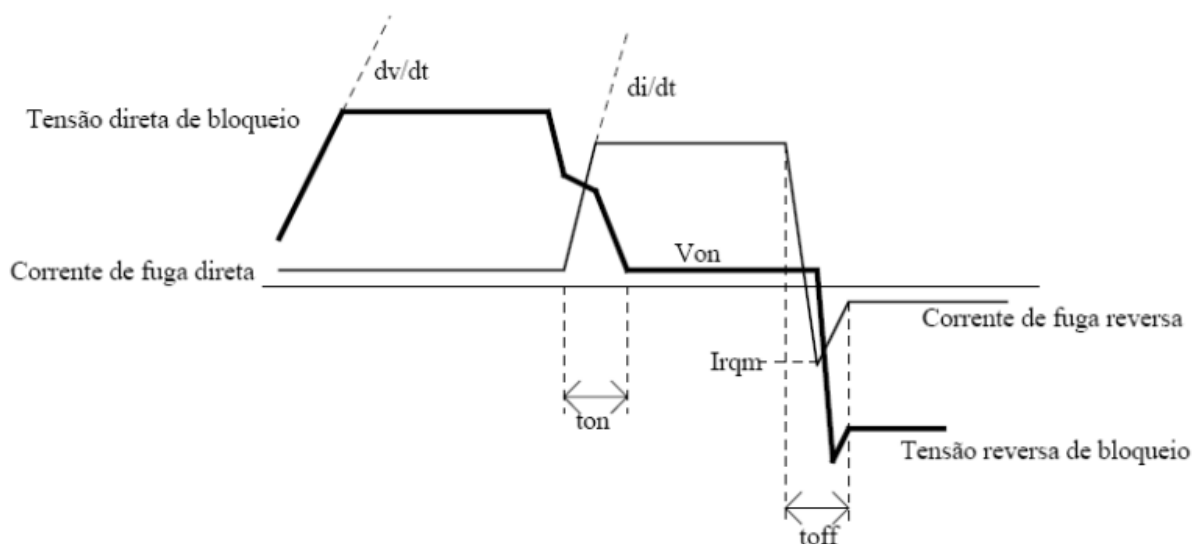


Figura 7.6 - Gráfico que demonstra o comportamento da chave em relação às perdas.

Inicialmente temos a tensão direta de bloqueio crescendo (segundo um dv/dt máximo) enquanto o SCR ainda está desligado, porém existe uma corrente de fuga, gerando uma perda por condução, onde temos tensão e corrente simultaneamente.

Num certo momento, podemos perceber o crescimento da corrente (que se dá por um di/dt máximo) e a diminuição da tensão, isso ocorre no momento em que o SCR é acionado, caracterizado por um T_{on} que é o intervalo onde temos as perdas por chaveamento. Depois disso temos o período que o SCR fica ligado em condução normal, com a corrente de operação e uma tensão mínima sendo perdida (V_{on}). Por fim, temos o processo de desligamento, que deve ser de forma natural, ou seja, não temos a possibilidade de acioná-lo ou provocá-lo, onde veremos a diminuição da corrente (também seguindo um di/dt máximo) e a ocorrência de um fenômeno importante: no desligamento, temos a polarização reversa e durante esse período de diminuição da corrente, existe um momento de pico negativo (I_{rqnr}) que também ocorre com a tensão em um intervalo de tempo T_{off} . Passado esse tempo, temos a estabilização de ambos (tensão reversa de bloqueio e corrente de fuga reversa).

Para suavizar e auxiliar a comutação, os SCRs também são munidos de circuitos amaciadores, conhecidos como snubbers, que são responsáveis por limitar a taxa dv/dt a fim de evitar disparos espúrios, ou seja, disparos indevidos. Veja alguns exemplos:

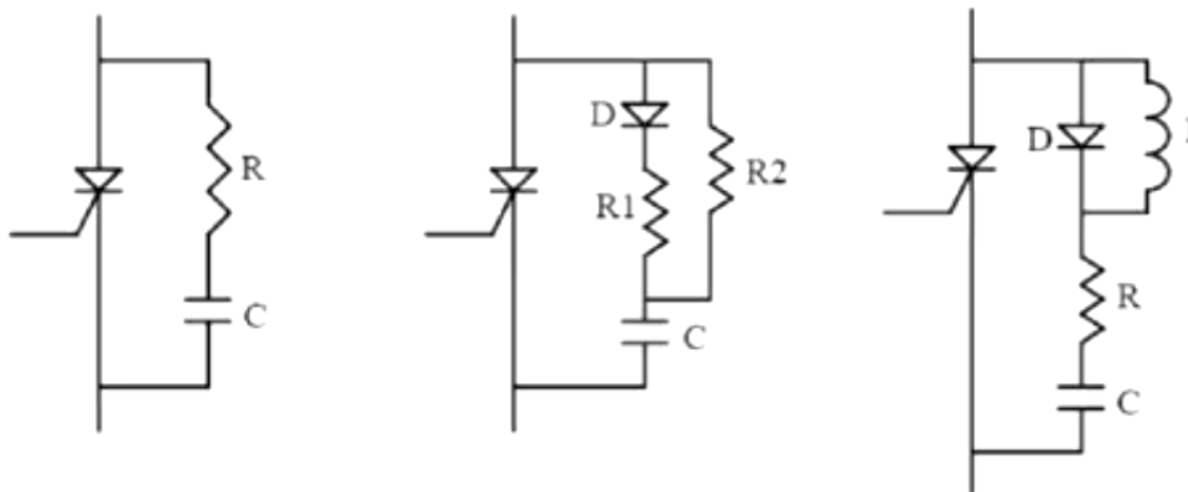


Figura 7.7 - Exemplos de circuitos snubbers.

O primeiro é um snubber RC, sendo o mais simples seguido de outros dois exemplos mais complexos contendo o acréscimo de diodo ou indutor.

A taxa de crescimento de corrente de anodo também deve ser limitada, pois o início do processo de condução se dá no centro da pastilha de silício espelhando-se radialmente até ocupar todo o dispositivo. Assim, se esse processo ocorrer de forma muito rápida (di/dt muito alto) a temperatura subirá muito rápido na área de condução e o dispositivo será danificado.

Veja abaixo como se dariam os cálculos dos valores de um circuito amaciador (Snubber) no caso do acionamento de uma carga RL pelo SCR:

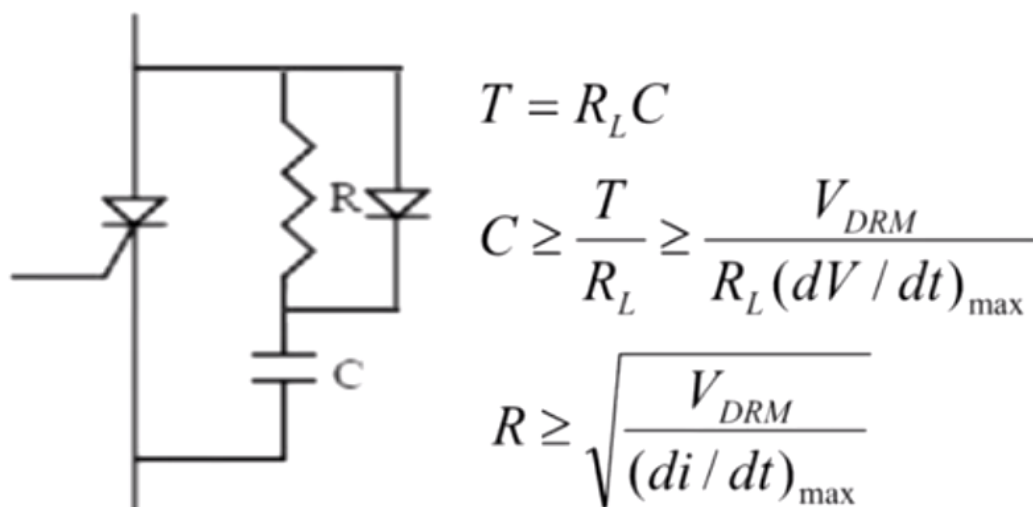


Figura 7.8 - Esquemático de um circuito com snubber e suas equações.

A constante de tempo T é dependendo da carga e da capacitância, o que nos traz a interpretação de que a capacitância deve ser grande o suficiente para aumentar T (lembre-se de que não desejamos que di/dt seja grande). Note que temos então, uma limitação de nossa capacitância através de T e RL e uma limitação de RL através de V_{rdm} e di/dt_{max} . Normalmente o valor mínimo de resistência de snubber é muito pequeno, então se torna comum a utilização de resistência bem maiores a fim de limitar a corrente de descarga do capacitor e evitar que o mesmo seja danificado.

Sobre a limitação de di/dt , preferencialmente ela pode ser feita através de um indutor ao invés de um resistor, que é colocado em série com o circuito do SCR. Ele pode ser calculado através da fórmula abaixo:

$$L \geq \frac{V_{pico}}{(di/dt)_{max}}$$

Ela utiliza a máxima tensão da chave e a taxa de crescimento máxima da corrente anodo.

7.1.3 Fator de forma

O Fator de forma relaciona os valores de corrente média e RMS que circulam pelo anodo do SCR quando este está controlando corrente alternada, de acordo com o ângulo de disparo do circuito. Pode ser calculado da seguinte forma:

$$I_{T(RMS)} = f_0 \cdot I_{T(AVG)}$$

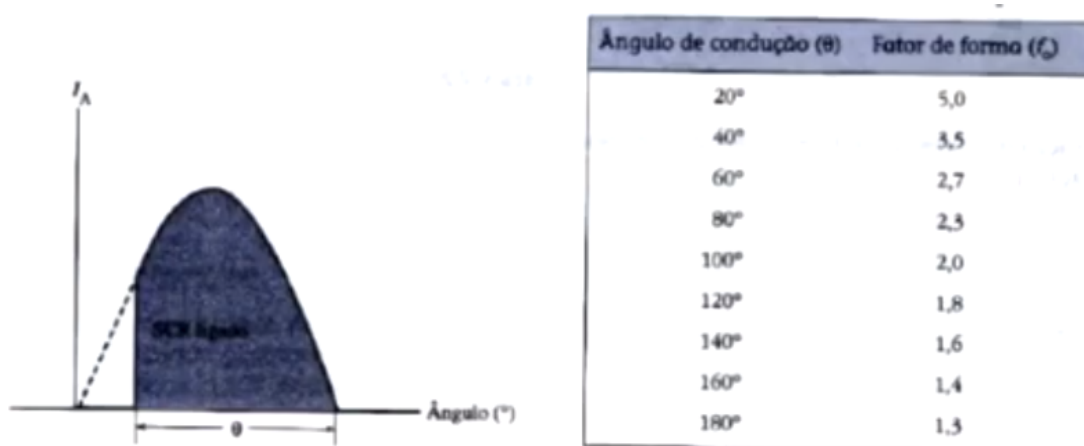


Figura 7.9 - Gráfico e tabela que relaciona o ângulo com o fator de forma.

Agora podemos observar o conceito do ângulo de disparo introduzido. Ele é definido pelo período da onda alternada envolvida no circuito, onde podemos reparar que se inicia em 0°,

passando por 90° no pico e depois retornando a zero em 180°. No pico da corrente negativa ele estaria em 270° e depois em 360° quando a corrente retorna a zero novamente.

Observe na tabela que cada fator de forma se relaciona com um ângulo de condução, que mostra como relacionamos nossa corrente eficaz com o valor médio.

7.1.4 Acionamento do SCR

É notável que todos dispositivos de potência tem suas restrições de operação, como já abordamos anteriormente. A porta Gate do SCR, por exemplo, possui limitações de corrente e tensão. Para evitar problemas nessa porta, se torna necessário o acréscimo de um circuito de proteção a fim de eliminar transitórios de tensão induzida no Gate, que tem alto potencial de danificar nosso equipamento. Veja abaixo exemplos de circuitos que podem trazer tal proteção:

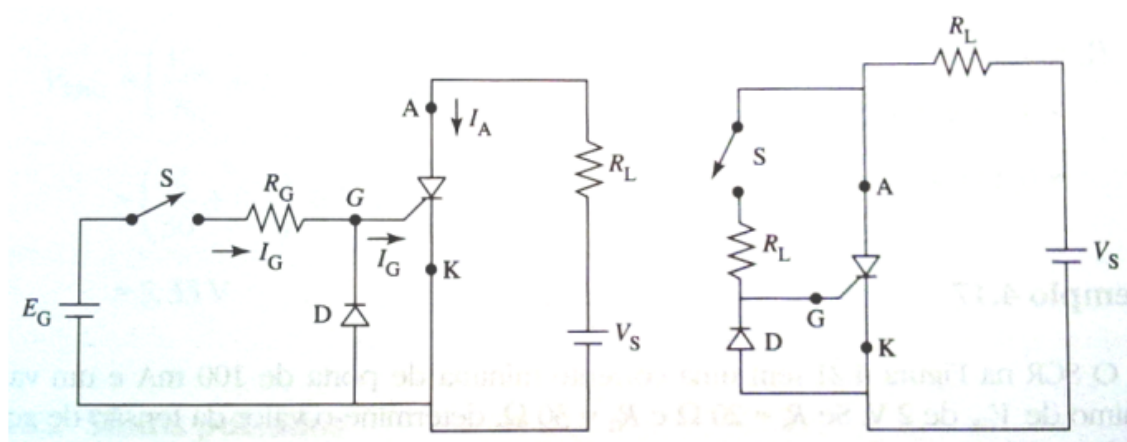


Figura 7.10 - Esquemático de circuito de acionamento do SCR.

No caso, temos um fonte, um resistor (R_G) para limitar a corrente e um diodo para limitar a máxima tensão aplicada no gate.

Podemos fazer também o controle de fase, onde conseguimos alterar a tensão média na carga através da variação do ângulo de disparo:

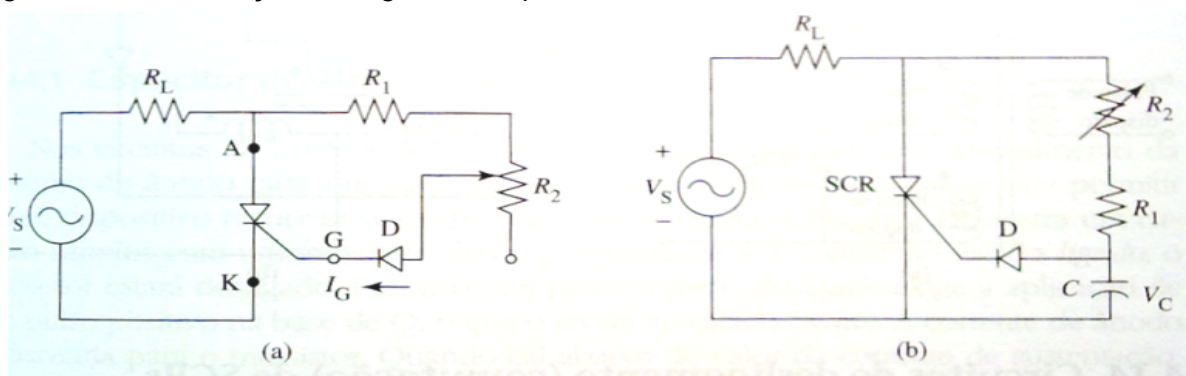


Figura 7.10 - Outro esquemático de circuito de acionamento do SCR.

Assim, tendo uma fonte senoidal, nós podemos disparar o SCR em diferentes momentos, podendo ser no início da senóide, no meio do pico positivo, no final do pico positivo. Agora se o gate acontecer no semiciclo negativo, não adiantará de nada, pois ele estará polarizado reversamente. O primeiro circuito da figura anterior, que pega uma amostra da tensão da fonte e

corta o semiciclo negativo, é um exemplo em que fazemos o controle de fase, onde a medida em que variamos R2, estaremos fornecendo a corrente de gate em momentos diferentes da senóide de entrada.

Dependendo do circuito, pode ser interessante isolar o circuito de força do circuito de acionamento (alta potência por exemplo). Para isso, utilizamos um transformador de pulsos ou um acoplador óptico.

O transformador de pulsos é um trafo especial, com núcleo de ferrite, contendo um ou mais enrolamentos no secundário que podem ser usados para disparos simultâneos de SCRs ligados em série ou em paralelo. Só funciona em circuitos de alta frequência, o que permite pulsos na ordem de alguns microssegundos. Para isso, a tensão no secundário deve estar limitada.

O acoplador óptico oferece a vantagem maior imunidade a interferências eletromagnéticas, podendo ser incluído no circuito com uso de integrados que já contêm emissor e receptor ópticos numa mesma pastilha ou até mesmo através de fibras ópticas, o que eleva a capacidade de isolamento a uma ordem de centenas de quilovolts.

Observe em sequência um transformador de pulso e um acoplador óptico:

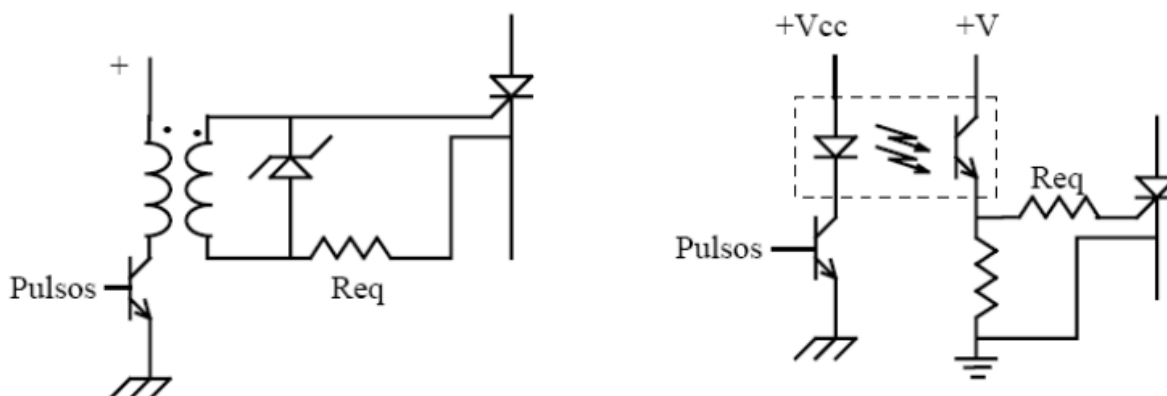


Figura 7.11 - Esquemático de um transformador de pulso e acoplador óptico.

Assim, podemos ter um circuito eletricamente isolado, onde o circuito de potência está separado da parte de acionamento.

7.1.5 Aumento da capacidade dos SCRs

O aumento da capacidade desses dispositivos pode ser feita com o acréscimo de outros SCRs em série ou em paralelo, onde a configuração em série é capaz de aumentar a tensão de bloqueio enquanto a em paralelo pode aumentar a capacidade de fornecimento de corrente.

Mas, como também já observamos que ocorre nos diodos, devido a diferenças na construção e nas pastilhas semicondutoras, a conexão de dois SCRs iguais em série não

implicará em duplicar a tensão de bloqueio, assim como a conexão de dois dispositivos em paralelo não implicará em duplicar a capacidade de fornecimento de corrente.

Conexão em série: O que podemos fazer quanto a isso, é mais uma vez, como já fizemos com os diodos, colocar dois resistores conforme a figura abaixo, fazendo um divisor de corrente resistivo, o que equaliza as correntes dentro dos SCRs. Isso é motivado por características que podem ser oriundas de construções diferentes, ou seja, se tivermos pequenas diferenças nas correntes de acionamento, pode ser que tenhamos divisão de tensão também de forma desigual no circuito de resistores que acrescentamos.

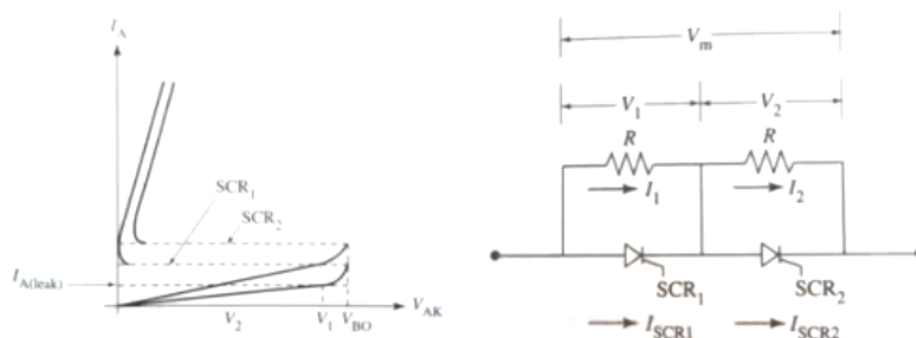


Figura 7.12 - Gráfico e esquemático para a conexão em série.

Os valores de R podem ser calculados como:

$$\begin{aligned}
 V_2 &= I_2 R; \quad V_m = V_2 + I_1 R \\
 I_{SCR1} + I_1 &= I_{SCR2} + I_2 \Rightarrow \Delta I = I_2 - I_1 \quad \Rightarrow R = \frac{2V_2 - V_m}{\Delta I} \\
 \text{Logo, } V_m &= V_2 + (I_2 - \Delta I)R = 2V_2 - \Delta I R
 \end{aligned}$$

A conexão em série, também pode trabalhar com os snubbers de cada SCR. É importante que esses SCRs tenham um acionamento simultâneo para que não tenhamos um desequilíbrio no divisor de tensão, que é feita através da equalização dinâmica proporcionada pelos snubbers que passam a ter dupla função: de amaciar a comutação (evitando di/dt) e equalizar a tensão do divisor de tensão entre os SCRs.

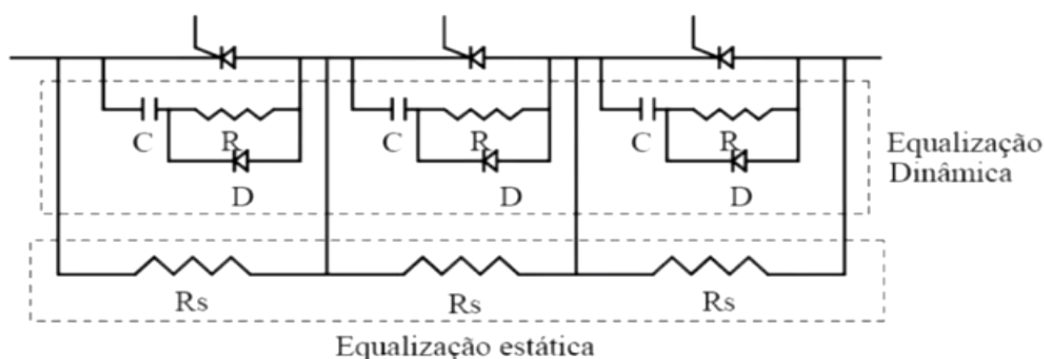


Figura 7.13 - Exemplo de um esquemático de SCR em série com snubbers.

As correntes de gate mais altas auxiliam para um disparo mais rápido dos tiristores e o capacitor em paralelo auxilia na equalização da tensão durante o disparo, reduzindo também o tempo de acionamento por aumentar a corrente de anodo.

Conexão em paralelo: teremos um problema similar, devidos às características construtivas, trazendo a possibilidade das correntes não serem igualmente divididas.

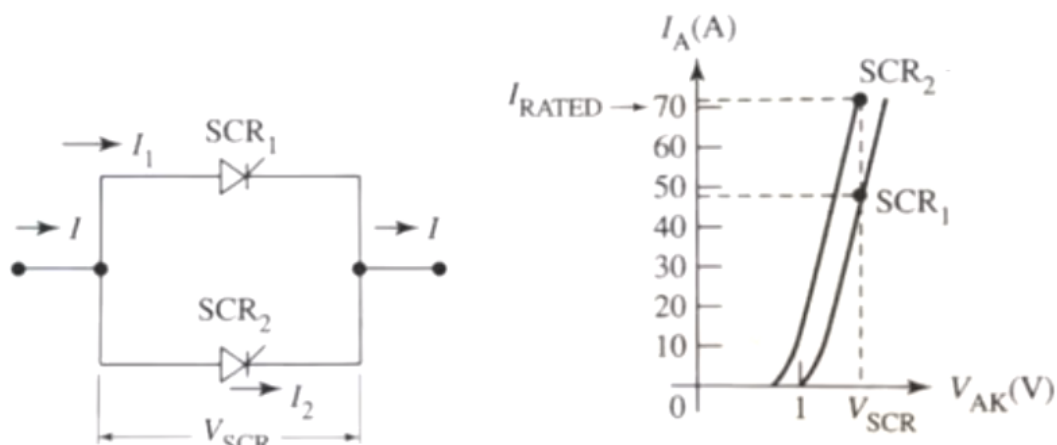


Figura 7.14 - Esquemático de SCR em paralelo.

A saída para isso seria colocar dois resistores em série com os tiristores, forçando para que essa divisão de corrente seja mais equalizada:

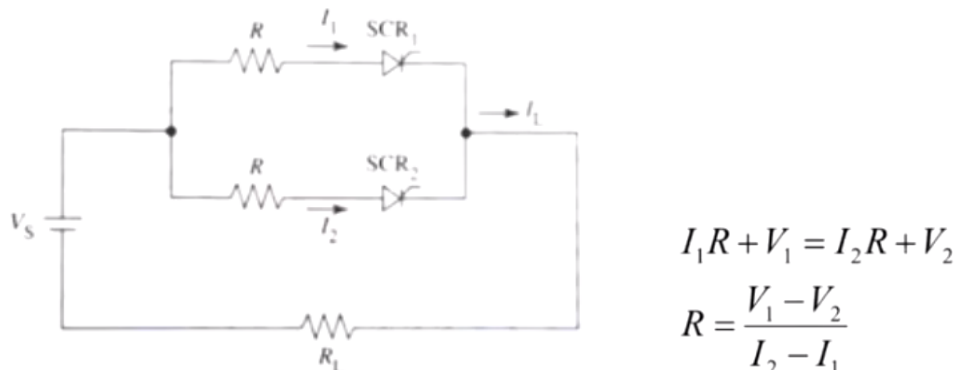


Figura 7.15 - Esquemático de circuito de SCR em paralelo.

Outra forma de equalizar a divisão em paralelo, porém com menos perdas, seria com o acréscimo do indutor, com a corrente I_1 passando por L_1 e I_2 passando por L_2 :

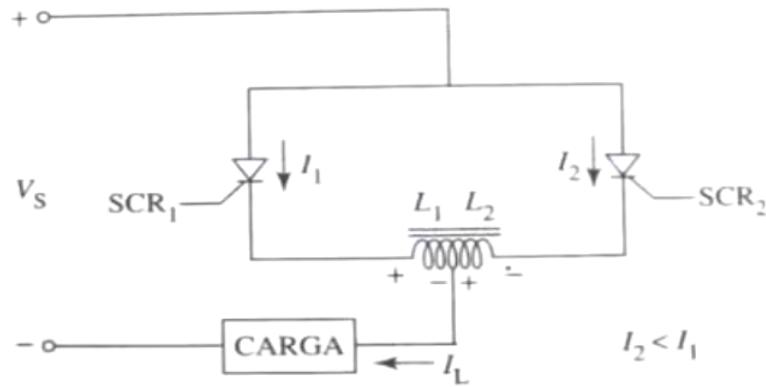


Figura 7.16 - Outro exemplo de esquemático de circuito de SCR em paralelo com indutor para evitar mais perdas.

Sobre as perdas: como um SCR permanecerá muito mais tempo em corte ou em condução, é comum desprezarmos as perdas de chaveamento, porque são elementos tipicamente de baixa frequência, sendo muito utilizados em 60Hz em escala industrial. A perda por chaveamento seria calculada com a fórmula abaixo:

$$P_{SW} = \frac{1}{6} V_{AK(max)} I_{A(max)} (t_{ON} + t_{OFF}) f$$

Assim, as perdas no SCR podem ser calculadas simplesmente como as provenientes do gate e no estado ligado:

$$P_G = V_G I_G$$

$$P_{ON} = V_{AK} I_A$$

7.2 UJT - Transistor de Unijunção

Tem uma característica de serem bastante utilizados para circuitos de acoplamento, onde sua principal aplicação é fazer o acionamento de transformadores de pulso.

Possuem um terminal denominado como emissor (P) e outros dois como bases (N). A resistência entre as bases é constante e a relação entre elas é o que caracteriza o transistor (seu ganho). O ganho pode ser definido como:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

A configuração elétrica pode ser observada abaixo:

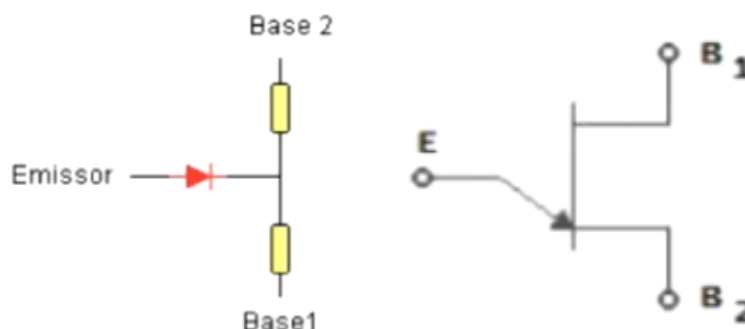


Figura 7.17 - Esquema para a configuração elétrica do UJT.

Seu funcionamento se dá principalmente pela elevação da resistência de base. Assim, quando a tensão V_E ultrapassa o limiar V_P , a resistência da base 1 cai bruscamente:

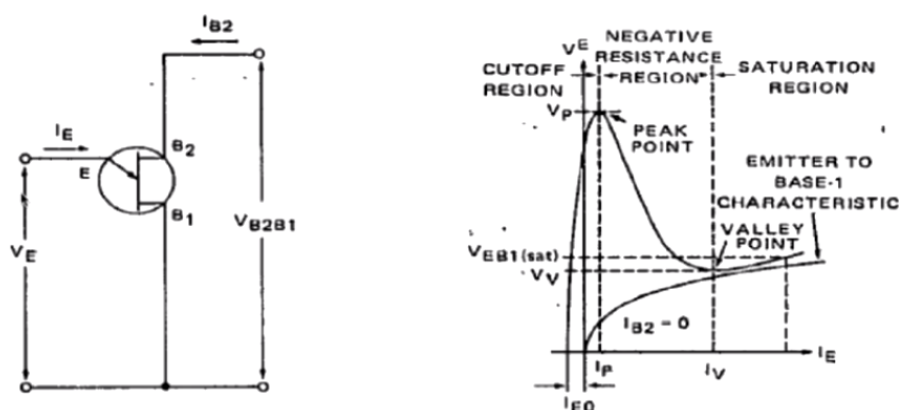


Figura 7.18 - Esquemático de um circuito aplicando o UJT e sua curva característica de tensão.

Aplicação - Oscilador de relaxação: com a queda abrupta de resistência que mencionamos anteriormente, observamos um efeito de trem de pulsos. Note na figura abaixo a tensão no capacitor, onde a medida em que ela vai subindo até chegar num determinado limiar, a resistência R_2 cai bastante, fazendo com o que o mesmo se descarregue. Isso faz com que apareça um pulso de tensão sob R_2 , devido a corrente alta derivada da descarga do capacitor. Após isso, o capacitor se carrega novamente e o ciclo se repete.

Como temos uma tensão constante V_{bb} , a tensão em cima do nosso UJT será complementar a tensão V_{R2} que aparece no resistor.

Então, tomamos como ponto B1 a alimentação do transformador de pulsos.

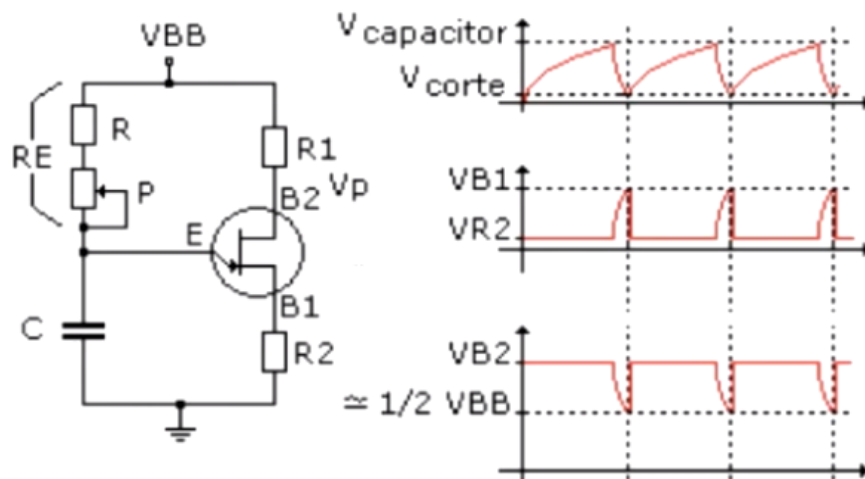


Figura 7.19 - Aplicação: oscilador de relaxação.

Onde R1 traz estabilidade térmica, R2 a amostra de pulsos e RE e C estão associados a frequência de oscilação.

Exemplo:

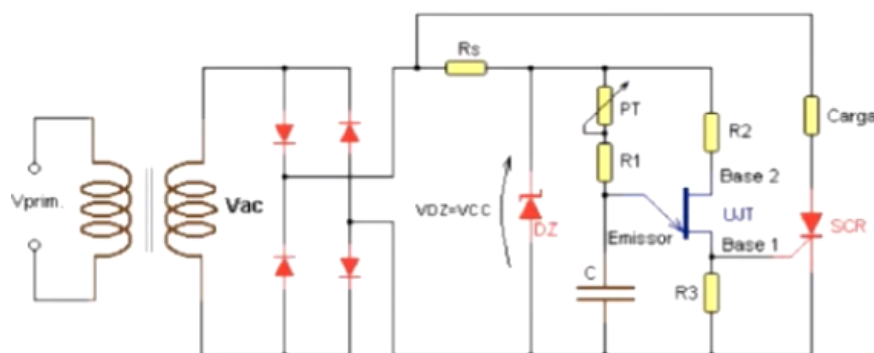


Figura 7.20 - Circuito empregado no exemplo.

Na figura acima, temos um UJT que irá oscilar em função de C, dos resistores e será ajustado de acordo com o potenciômetro PT. Assim, o trem de pulsos proveniente da base 1 será aplicado ao gate do SCR.

Agora, no próximo caso, nós não estamos aplicando o trem de pulsos diretamente ao SCR como anteriormente. Aqui, utilizamos um transformador de pulso que isola eletricamente (isolamento galvânico) um circuito do outro. Observe que teremos o transformado sendo chaveado e o secundário irá refletir essa ação que será transmitida para o SCR de potência, ligando o catodo com o gate.

Na primeira figura ligamos a base 1 do UJT diretamente ao primário do transformador e no segundo caso a um transistor (BJT comum) que está funcionando como um amplificador de corrente. Essa é uma forma de ligação utilizada quando nosso UJT não tem corrente suficiente para alimentar o transformador de pulsos.

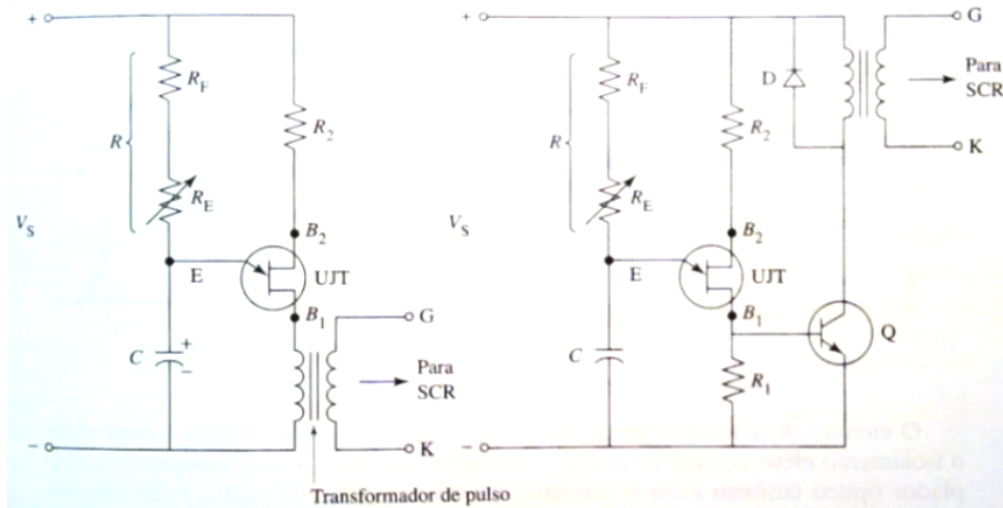


Figura 7.21 - Transformador de pulso.

Quando precisamos utilizar os SCRs em série, onde cada um tem um limite de tensão, precisamos fazer com que os três funcionem como se fossem um só, ou seja, eles devem receber os pulsos de disparo no mesmo momento. Para isso, podemos implementar um transformador de pulsos, recebendo um único comando em seu primário, que tenha três secundários isolados e independentes (mas acoplados magneticamente). Assim, os três secundários irão responder no mesmo momento e acionar simultaneamente os SCRs. Observe a figura a).

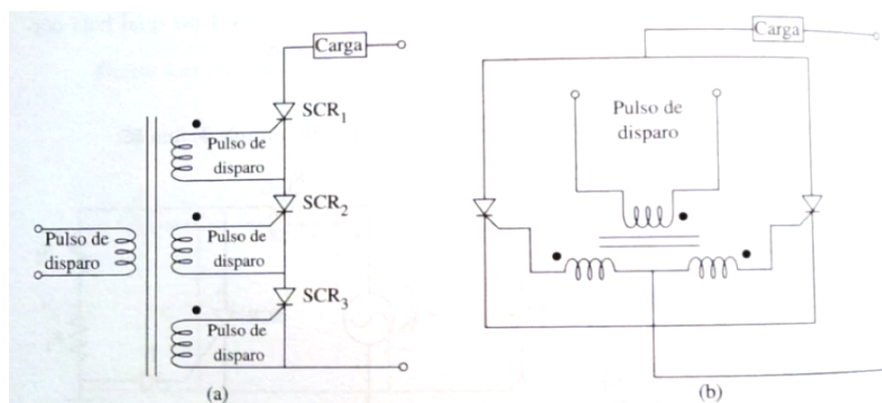


Figura 7.22 - Aplicação de um Transformador de Pulso para acionamento do SCR em série.

No caso b), temos dois SCRs em paralelo, um transformador de pulsos com dois secundários ligados aos dois gates. Note que o circuito de acionamento do SCR é ligado entre o seu gate e seu catodo, podendo usar-se então um transformador de tap central.

Por fim, é recomendado que se mantenha uma tensão negativa no gate para evitar disparos indesejados do dispositivo.

7.2.1 Desligamento do SCR - comutação

Para efetuar o desligamento do SCR, podemos fazer uma comutação forçada com o auxílio de outro dispositivo, podendo ser:

Transistor - ocorrerá de forma lenta: Observe que temos um pulso de desligamento que irá acionar um transistor que tem como objetivo tirar a corrente do SCR, pois se ele, o SCR não iria desligar nunca, lembre-se, uma vez acionado uma corrente passa por ele de forma contínua.

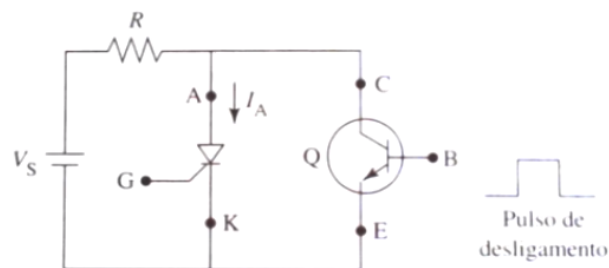


Figura 7.23 - Circuito com SCR e UJT para o pulso de desligamento.

SCR e um capacitor - ocorrerá de forma mais rápida: devido a polarização reversa, neste caso, o desligamento será mais rápido. Com a fonte de tensão contínua, o SCR1 principal é acionado e quando eu queremos desviar a corrente para outro ramo, colocamos um SCR2 auxiliar, que será acionado a medida que o capacitor C vai se carregando e fazendo com que a polarização do SCR1 se torne reversa. Esse capacitor é projetado pensando no tempo de desligamento e na resistência R_L .

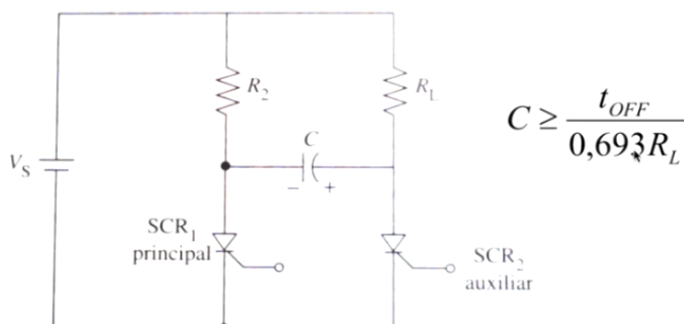


Figura 7.24 - Circuito com SCR e um capacitor para desligamento.

7.3 DIAC

O DIAC pode ser definido como se fosse dois diodos ligados em contraposição em série, ou seja, o anodo de um é ligado no catodo do outro, por isso também podem ser chamados também de antiparalelos. Ele só é disparado quando a tensão em seus terminais ultrapasse o limiar (VBO - em torno de 0,8V / 1V / 1.2V) positivo ou negativo. Nesse dispositivo a corrente pode circular em ambos os sentidos.

Quando ocorre o disparo, a tensão entre os terminais cai para um valor pequeno, sendo a corrente limitada através de um circuito externo.

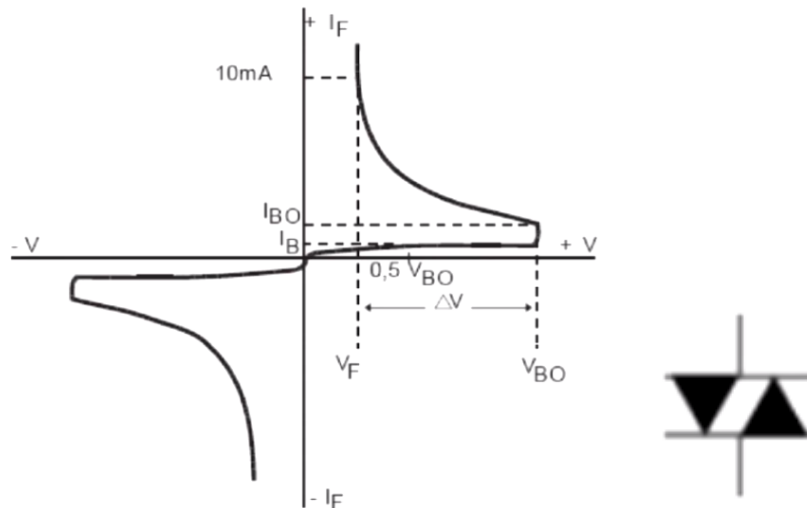


Figura 7.25 - Curva característica do DIAC e sua representação.

Onde V_f é a tensão de polarização direta, a corrente de 10mA que é a corrente necessária para manter o DIAC ligado e V_{bo} . Esses dados são replicados para o lado negativo.

7.4 TRIAC

Desempenha a função de dois SCRs conectados em antiparalelo, nesse caso a corrente também circula em ambos os sentidos. Aqui, diferente do DIAC, temos um terminal de gate (SCR) que comanda seu acionamento.

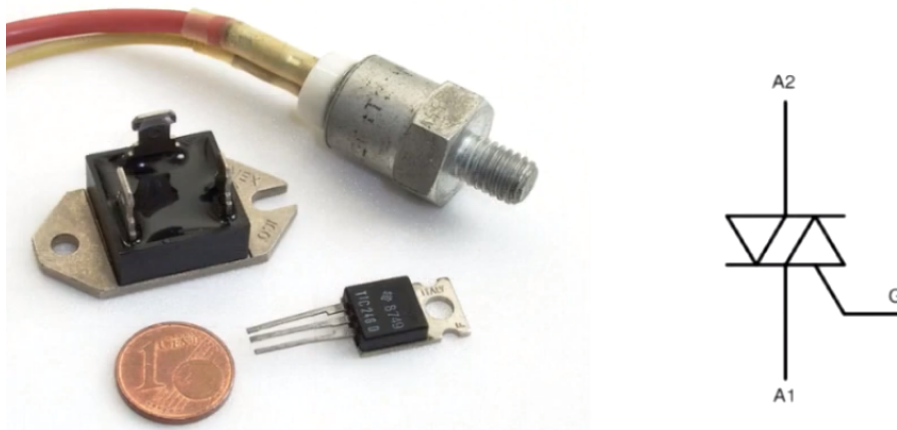


Figura 7.26 - Modelo real de um TRIAC e sua representação.

A curva característica é muito semelhante a de um SCR convencional, porém ele funciona em todos os quadrantes.

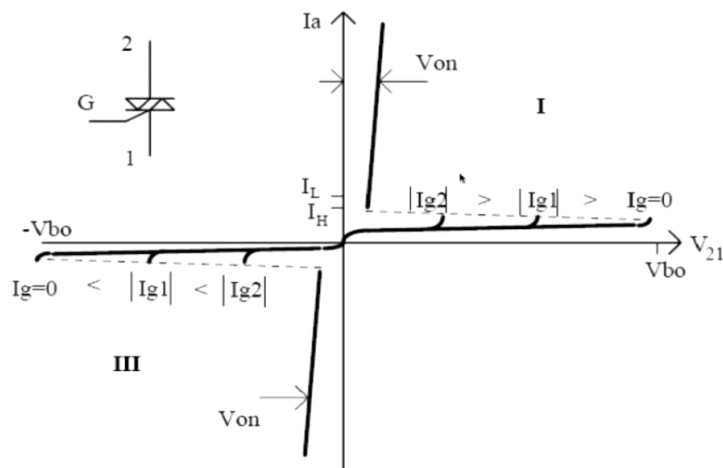


Figura 7.27 - Gráfico da curva característica do TRIAC.

A principal aplicação para os TRIACs juntamente com os DIACs é em um conversor CA-CA, fazendo o controle da tensão média na carga CA através da variação do ângulo de disparo do TRIAC.

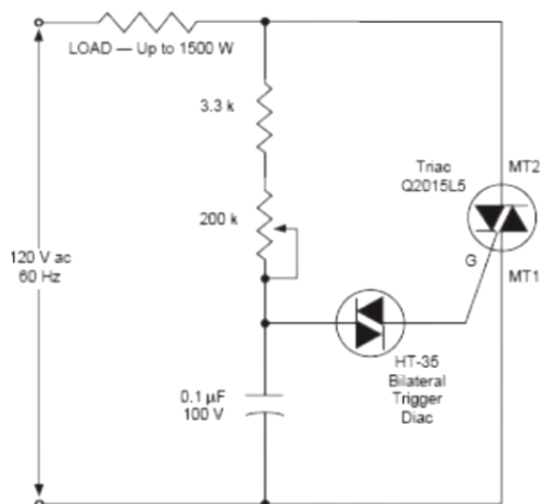


Figura 7.28 - Circuito exemplo de aplicação do TRIAC.

No circuito acima, utilizado para exemplificar, temos que a partir de um tensão de 120V AC, uma carga de até 1500W terá sua tensão média controlada através de um circuito de acionamento composto por uma resistência de 3,3K ohms em série com um potenciômetro de 200K ohms e um capacitor, que compõem um circuito de polarização responsável por excitar o DIAC que irá disparar o nosso TRIAC em um determinado ângulo de fase definido pelo ajuste do potenciômetro, que fará com que o capacitor se carregue mais ou menos rápido. Assim, quando o capacitor alcançar o valor de V_{bo} , ele irá conduzir e fazer com que os dispositivo dispare.

Então, o que acontecerá na prática, será algo do tipo:

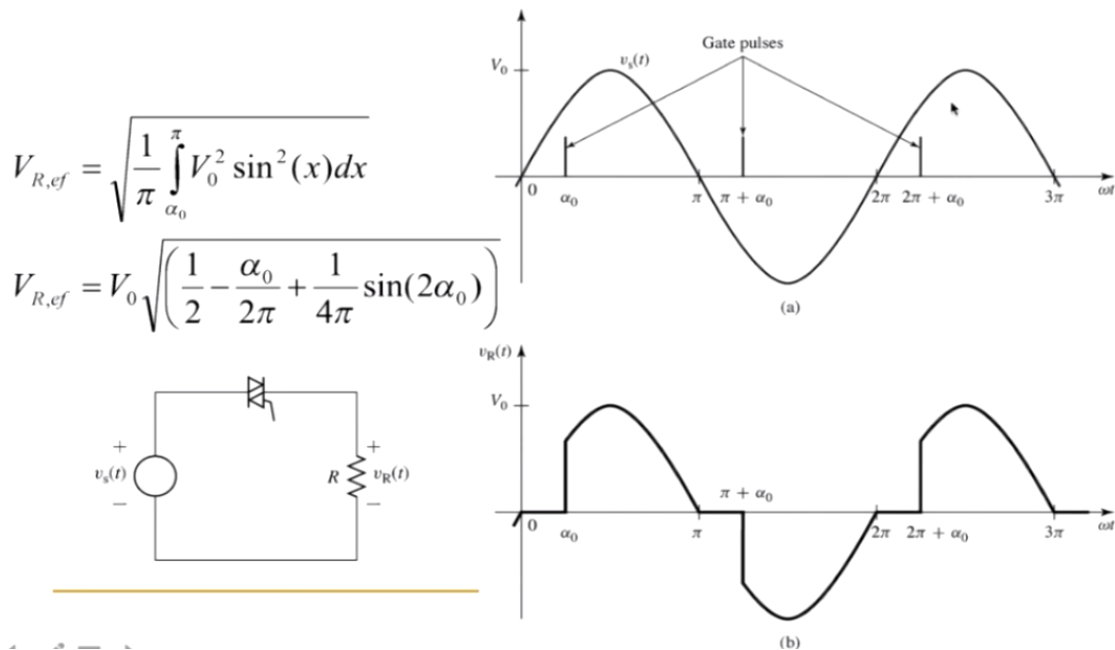


Figura 7.29 - Representação prática do circuito com as equações que regem as tensões, o circuito resultante e as formas de onda.

A curva a) é a nossa tensão de entrada senoidal, contendo pulsos no gate que são definidos quando a tensão no capacitor se torna maior que V_{bo} e faz o DIAC disparar o TRIAC. Assim, na curva b) ele terá uma condução no instante em que o ângulo for α , em seguida quando a tensão e a corrente passarem por zero (em π), já que o circuito de potência é somente resistivo, o SCR entra em corte (abre) e só será disparado novamente quando receber um pulso no gate (em $\pi + \alpha$), tendo então, corrente no sentido negativo e assim por diante. Compare a curva a) com a b).

7.5 GTO - Gate Turn-off Thyristor

É um outro semicondutor e sua maior aplicação está em sistema de elevada potência, ou seja, grandes níveis de tensão de corrente elétrica (5KV, 4KA, por exemplo). Seu funcionamento é muito parecido com o de um SCR, porém acrescido da funcionalidade de desligamento através de um pulso no gate. Tem capacidade de tensão reversa inferior ao do SCR convencional.

Então, seu acionamento acontece da mesma forma que no SCR: supondo-o diretamente polarizado, quando a corrente de gate é injetada, circula uma corrente entre gate e catodo. Como a camada de gate é suficientemente fina, grande parte de tais portadores desloca-se até a camada N adjacente, atravessando a barreira de potencial e é atraída pelo potencial do anodo, estabelecendo a corrente.

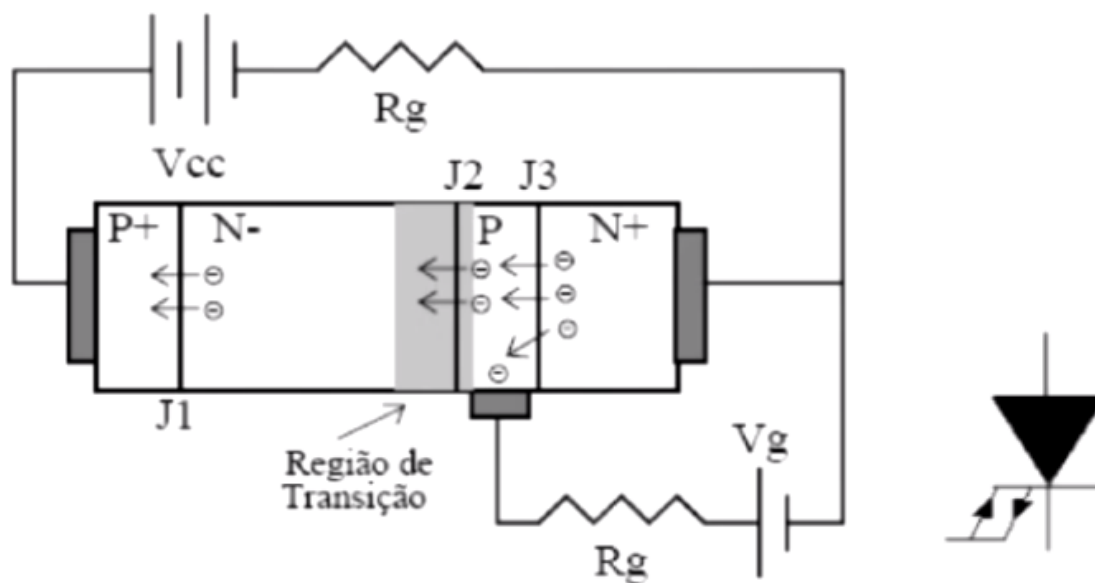


Figura 7.30 - Exemplo de um GTO.

A principal funcionalidade que queremos explorar aqui é a capacidade de desligamento.

Então, se o GTO estiver polarizado reversamente, entre gate e catodo, ou seja, conseguimos fazer com que o mesmo seja desligado. Lembre que o SCR não pode ser desligado de forma forçada (pelo gate), somente pela extinção da corrente elétrica, ou seja, quando a potência passa por zero, da mesma forma que o diodo.

Portadores livres (lacunas) presentes nas camadas centrais do dispositivo são atraídos pelo gate, fazendo com que seja possível o restabelecimento da barreira de potencial da junção J2.

O GTO tem diferenças construtivas quanto ao SCR que trazem:

- facilidade de extração de portadores pelo terminal de gate - isto é possibilitado pelo uso de dopantes com alta mobilidade;
- desaparecimento rápido de portadores nas camadas centrais - uso de dopante com baixo tempo de recombinação (resulta em maior queda de tensão quando em condução);
- suporte de tensão reversa na junção porta-catodo, sem entrada em avalanche - menor dopagem na camada de catodo;
- absorção de portadores de toda superfície condutora - região de gate e catodo muito interdigitada, com grande área de contato.

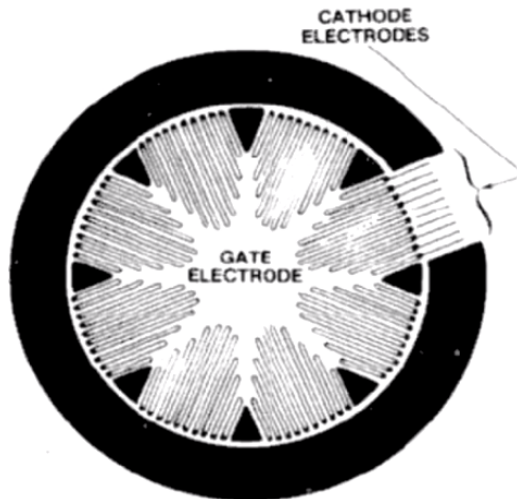


Figura 7.31 - Exemplo de como é fisicamente um GTO.

Note na figura acima, o espalhamento dos terminais de catodo ao longo do gate para permitir o desligamento.

Observe também na tabela abaixo a comparação de um GTO e um SCR de mesmos valores nominais de corrente acionados e tensão de bloqueio (1600V, 350A):

	Descrição	SCR	GTO
$V_{T\ ON}$	On state voltage drop	1,5 V	3,4 V
$t_{on}, I_{g\ on}$	Turn on time, gate current	2 μs , 200 mA	8 μs , 2 A
t_{off}	Turn off time	15 μs	150 μs
Fonte: Wikipédia			

Observe que a queda de tensão ($V_{t\ on}$) em funcionamento no GTO é quase o dobro e que ele precisa de uma corrente muito alta para fazer o ligamento do mesmo, sem contar que o tempo de ligação também é mais demorado. Também é bem mais lento para desligar. Esses tempos maiores causam maiores perdas por chaveamento.

Vamos verificar agora a curva de funcionamento do GTO através de sua corrente de Gate. Veja abaixo:

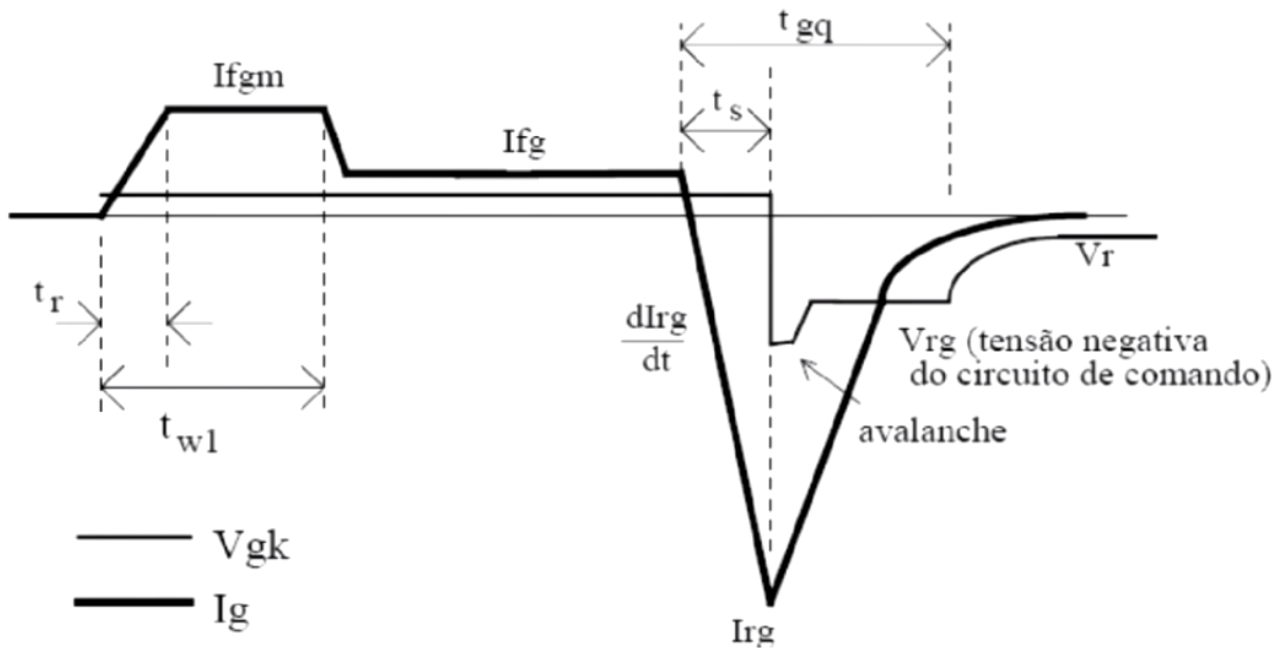


Figura 7.32 - Curva de funcionamento do GTO.

Então, se aplicarmos a corrente de gate positiva, temos inicialmente um “surto de corrente” (I_{fgm} , que passa um pouco da corrente nominal I_{fg}) quando o GTO entra em operação. Quando ele é desligado, ou seja, aplicamos um pico negativo na tensão, a corrente tem um sobressinal negativo bem mais significativo, que chamamos de efeito avalanche (dI_{rg}/dt). Temos também uma tensão negativa no circuito de comando (V_{rg}) que é necessária para fazer o GTO desligar até que ele se estabeleça em um valor menor V_r . Em outras palavras, esse pico negativo força o desligamento do GTO.

Visto isso, temos alguns fatores importantes:

- Ao contrário do SCR (onde fazemos por pulsos que uma vez que ligavam o dispositivo, poderiam ser retirados), é interessante manter uma corrente positiva no gate mesmo após a entrada do GTO em condução;
- Para o desligamento, o ganho de corrente é da ordem de 5 a 10 vezes, o que significa que para GTOs de alta potência, ou seja, que lidam com altas correntes, o circuito de desligamento pelo gate também deverá suportar correntes altas (o que é uma tremenda desvantagem);
- Para evitar o disparo do GTO por efeito dV/dt , uma tensão reversa de porta deve ser mantida durante o intervalo de bloqueio do dispositivo;
- A limitação por di/dt é menos crítica para o GTO do que para o SCR.

Como conclusão, podemos destacar que o GTO basicamente perde em todos os quesitos funcionais para o SCR (quando olhamos para os dados operacionais e de perdas) e que sua principal vantagem é a questão de poder ser ligado e desligado.

7.6 MCT - Tiristor Controlado por MOS

O MCT combina as características do SCR com as de dois MOSFETs, tem o funcionamento similar ao do GTO, mas com uma corrente de desligamento muito menor (no circuito de acionamento), além de contar com elevada capacidade de di/dt e dV/dt . Em sua operação, a queda de tensão no estado ligado é baixa, sendo na ordem de 1V. Em contrapartida, possui baixa capacidade de bloqueio de tensão reversa, que é baixíssima, devendo-se evitar mantê-lo nesse tipo de operação.

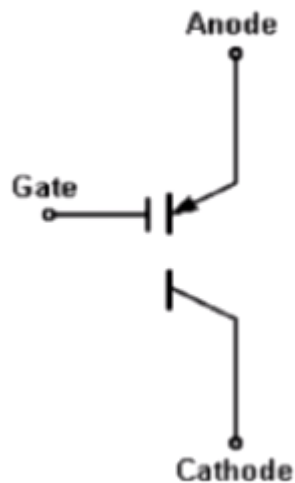


Figura 7.33 - Representação de um MCT.

8 Retificadores Controlados Monofásicos

Os retificadores controlados constituem a principal aplicação dos tiristores em conversores CA-CC.

Na indústria são utilizados para:

- acionamento de motores de corrente contínua;
- Controle de temperatura em resistências elétricas;
- Estações retificadoras para alimentação de redes de transmissão CC;
- Acionamento de locomotivas

Nesta seção, iremos estudar os retificadores controlados que realizam a conversão para corrente contínua a partir de uma fonte CA monofásica.

O retificador controlado de meia-ponte é o retificador mais simples possível. Na figura 7.1, temos um exemplo de circuito e suas formas de onda correspondentes:

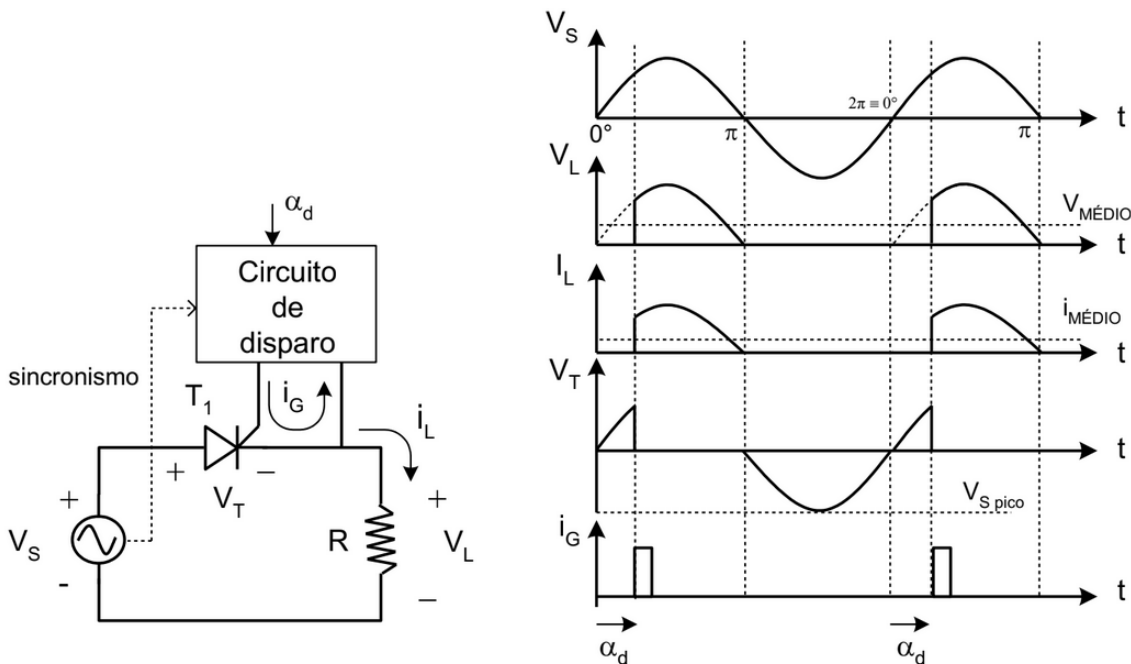


Figura 8.1 Retificador monofásico meia-ponte controlado

O circuito é composto por uma fonte CA V_s , um SCR T_1 que recebe pulsos de disparos periódicos (trem de pulsos) de acordo com o ângulo de condução desejado, além da carga representada pelo resistor R .

A tensão média na carga, representada por $V_{médio}$, pode ser calculada através da fórmula do valor médio, como representada a seguir:

$$V_{med} = \frac{1}{T} \int_{\alpha_0}^{\pi} V_o \sin(x) dx$$

Onde T é o período da senóide e α_0 é o ângulo em que o SCR começa a conduzir. V_0 é o valor da tensão de pico da senóide da fonte CA.

Se desenvolvermos essa expressão chegamos na seguinte fórmula:

$$V_{med} = \frac{V_o}{2\pi} [1 + \cos(\alpha_0)]$$

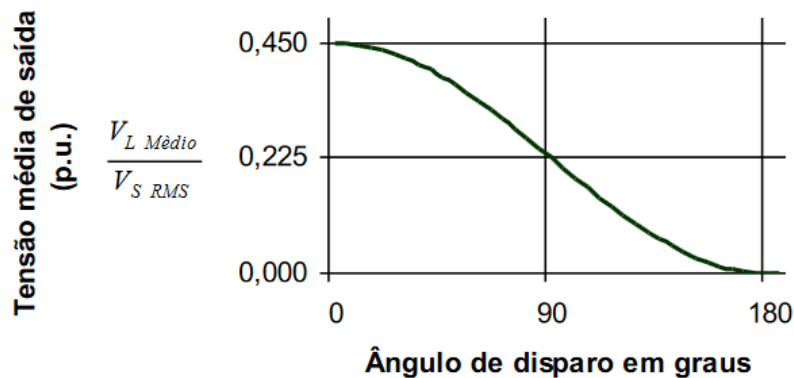


Figura 8.2 Tensão média em função do ângulo de disparo.

Nota-se que quanto maior for o ângulo de disparo do SCR, menor será a tensão média na carga. Se tivermos um ângulo de disparo igual a 0, por exemplo, o SCR ficará continuamente em condução e teremos um valor médio da tensão na carga igual a **0,45x Vrms**, valor idêntico se o SCR fosse substituído por um diodo.

A tensão média na carga, utilizando apenas um SCR, se torna dependente da natureza da carga. Sendo assim, se tivermos uma carga indutiva, por exemplo, a corrente será atrasada da tensão e o tiristor irá conduzir por mais tempo, até que a corrente passe pelo zero. Essa condição está ilustrada na figura a seguir:

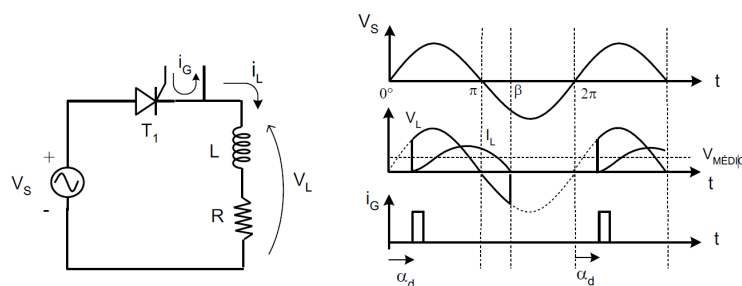


Figura 8.3 Tensão média($V_{médio}$) diminuída em carga indutiva.

Para contornarmos essa situação, é necessário a utilização de um diodo de roda-livre. Dessa forma, a corrente do indutor circula pelo diodo Drl e o SCR entra em corte apenas em função do ângulo de disparo dele. Como ilustrado abaixo:

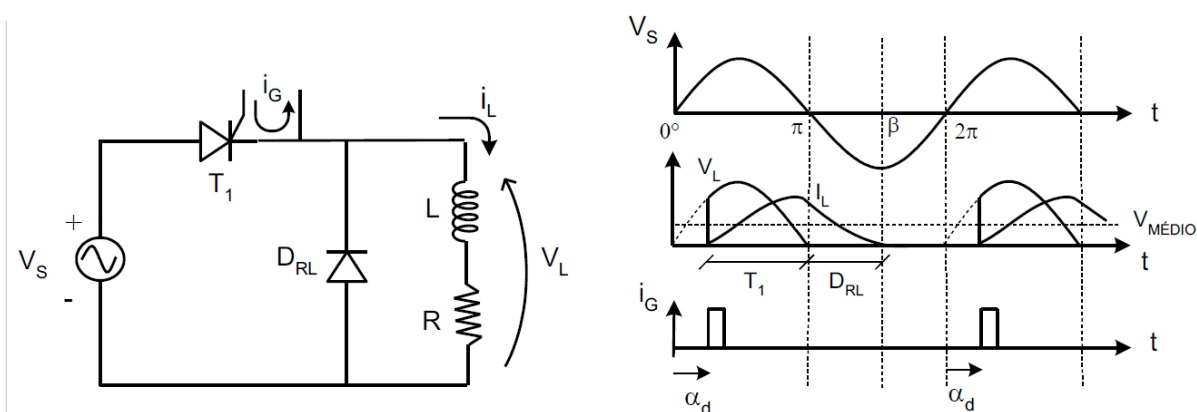
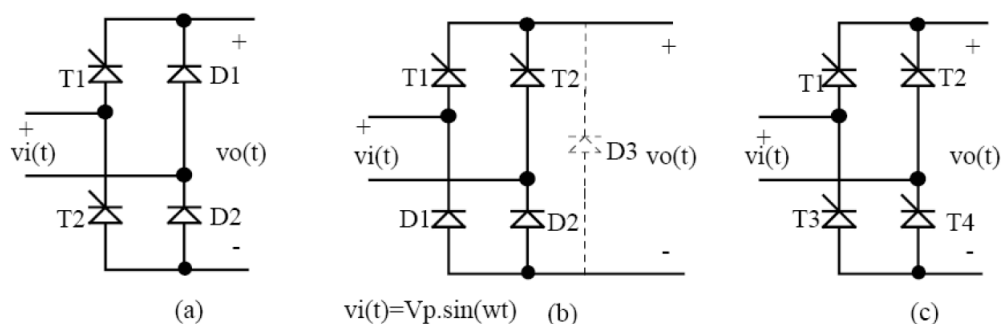


Figura 8.4 Retificador controlado com diodo de roda livre.

Os retificadores monofásicos CA-CC mais utilizados são os de onda completa, por entregarem maior valor de tensão média à carga. Dentre eles, existem três estruturas básicas:



a) Semicontrolada assimétrica; b) Semicontrolada simétrica; c) Totalmente controlada.

A estrutura semicontrolada tem a vantagem de utilizar somente dois tiristores, sendo economicamente mais viável. Ela pode se apresentar de forma assimétrica ou simétrica. Os retificadores semicontrolados tem as seguintes características:

- Tensão média na carga maior que zero.
- Sempre que a tensão na carga tende a se inverter, o circuito “desconectará” a fonte da carga, mantendo a tensão em zero.
- O fluxo de energia deve ser, de preferência, da fonte para a carga, não sendo recomendada para cargas com regeneração.

8.1 Retificador Semicontrolado Assimétrico

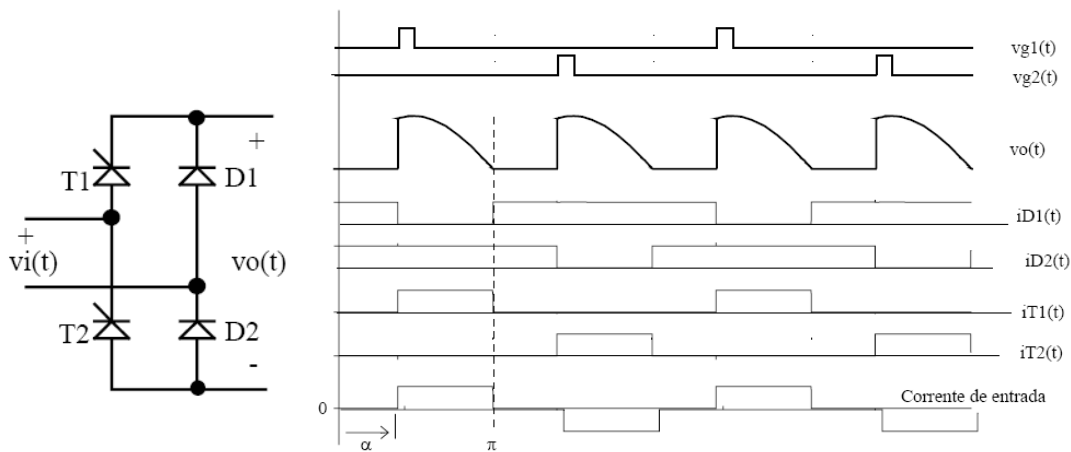


Figura 8.5 Retificador

semicontrolado

assimétrico acionando carga indutiva.

Nessa configuração teremos T1 e D2 conduzindo em um semiciclo e T2 e D1 no outro. Nos dois semiciclos teremos um elemento com disparo controlado, no caso T1 e T2. Se tivermos uma carga indutiva, quando os tiristores entrarem em corte a carga estará com energia armazenada. Nesse caso, **essa energia será dissipada através do caminho formado pelos diodos D1 e D2, que funcionam como diodos de roda livre**. O funcionamento desse circuito para uma carga indutiva pode ser observado na fig. 7.5.

Para as pontes assimétricas, a **tensão média** em cada semiciclo é:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_p \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{V_p}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

A **tensão eficaz** é dada por:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_p \cdot \sin \theta)^2 \cdot d\theta} = V_p \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}}$$

A **corrente eficaz** na entrada (carga indutiva) é:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_o^2 \cdot d\theta} = I_o \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}$$

O **fator de potência** visto pela rede é:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi^2 - \alpha\pi}}$$

E o **fator de deslocamento** da componente fundamental da corrente é:

$$FD_1 = \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

8.2 Retificador Semicontrolado Simétrico

Nessa configuração teremos T1 e D2 conduzindo em um semiciclo e T2 e D1 no outro, igualmente ao assimétrico. A diferença é que **não há caminho para circulação livre de corrente**, essa deve ser feita através de um dos SCR. A vantagem é que, no caso de uma carga altamente indutiva, **a carga continuará acoplada à fonte mesmo que ocorra algum problema com o circuito de pulsos dos SCR**. Isso ocorre porque a corrente de T1 e T2 só cortará quando passar novamente pelo 0 e como temos uma carga altamente indutiva, ela acaba impedindo que isso ocorra. O funcionamento desse circuito para uma carga indutiva pode ser observado na fig. 7.6 e 7.7

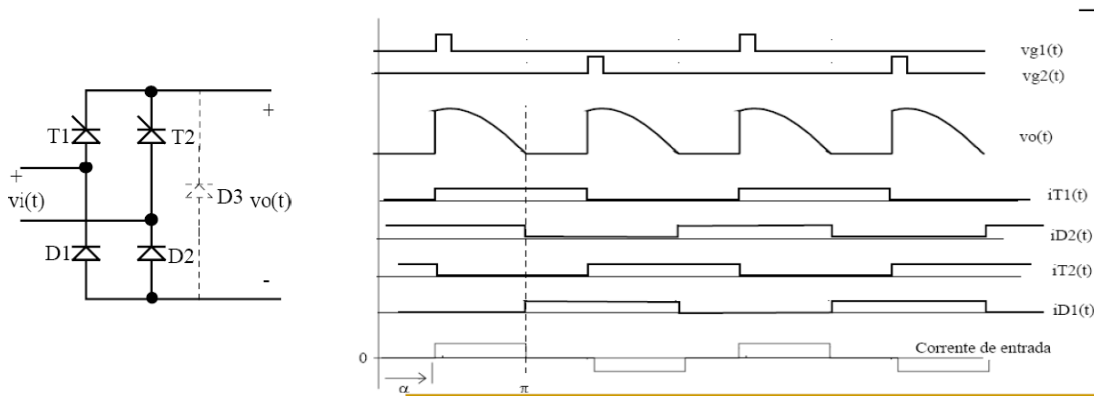


Figura 8.6 Retificador semicontrolado simétrico acionando carga indutiva.

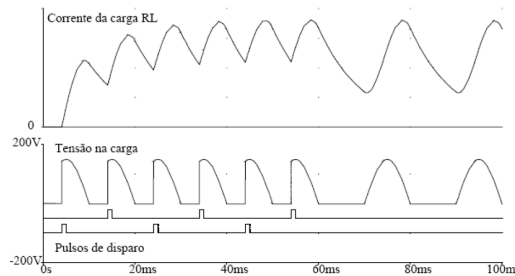


Figura 8.7 Corrente em carga fortemente indutiva

Para o retificador semicontrolado simétrico valem as mesmas equações utilizadas no controlado assimétrico.

8.3 Retificador Totalmente Controlado

A ponte totalmente controlada tem seu principal uso no **acionamento de motor de corrente contínua** quando é necessária uma operação em dois quadrantes do plano tensão x corrente. Nesses retificadores, não se pode inverter a direção da corrente na carga. A tensão pode até ficar negativa, desde que se tenha um elemento indutivo na carga garantindo que a corrente não inverterá sua polaridade. No caso do acionamento de motores CC, essa não inversão da corrente é garantida pela indutância na armadura do motor.

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_p \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{2V_p}{\pi} \cdot \cos \alpha$$

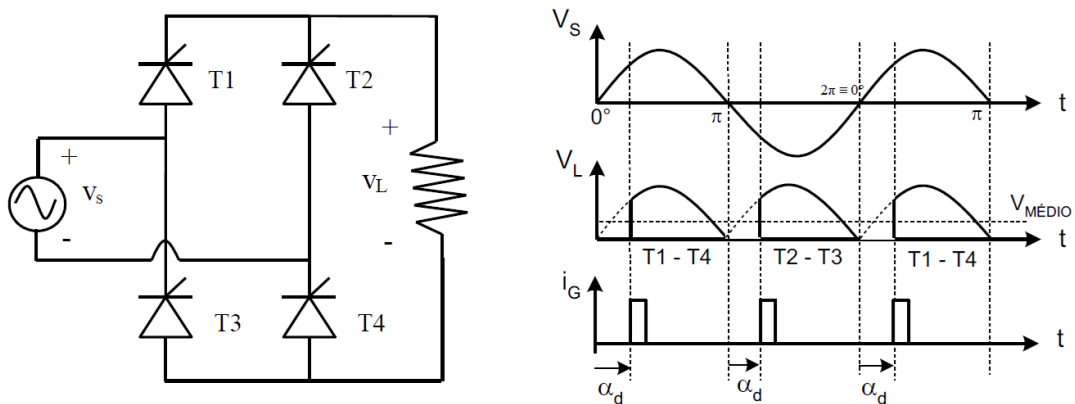


Figura 8.7 Retificador monofásico totalmente controlado acionando carga resistiva. Diagrama, gráfico tensão de entrada e saída e cálculo do valor médio V_o .

O retificador totalmente controlado funciona com a **condução em pares de tiristores**. Tomando como base a fig. 7.7, temos que T1 e T4 conduzem simultaneamente no semiciclo positivo enquanto T2 e T3 conduzem no semiciclo negativo. Caso nenhum tiristor seja acionado, não teremos corrente na saída do circuito.

Quando temos cargas de natureza fortemente indutivas, a tendência é que não haja o corte da condução dos SCR no semiciclo negativo de tensão. Sendo assim, para ângulos de disparo muito grandes, podemos ter tensões médias na carga com valor negativo, como ilustrado na figura a seguir:

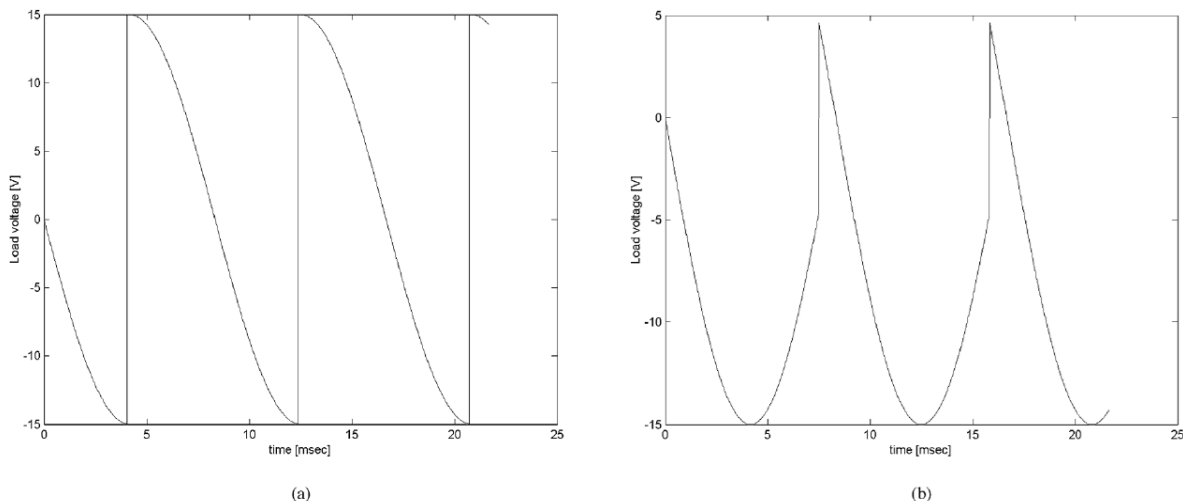


Figura 8.8 a) Carga indutiva com ângulo de disparo 90° b) Carga indutiva com ângulo de disparo maior que 90° , resultando numa tensão média negativa.

A tensão eficaz na saída dos retificadores totalmente controlados é a mesma da tensão de entrada, desde de que eles permaneçam em condução contínua, ou seja, os tiristores sempre estejam conduzindo. Já o fator de potência, pode ser calculado da seguinte forma, para a mesma situação:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\pi}$$

9 - Retificadores trifásicos controlados

- A utilização de conversores CA-CC trifásicos se justifica quando a carga a ser acionada é de alta potência (>2kW, por exemplo).
- Os conversores trifásicos distribuem a potência entre as três fases da rede de forma natural, o que é desejável do ponto de vista da qualidade de energia, pois facilita o equilíbrio do sistema trifásico.
- O ripple de tensão na carga será menor que aquele observado nos conversores monofásicos, o que implica em necessidade de filtros de menor tamanho e peso.
- Apresentam maior valor de tensão média de saída.

A medida de comparação, é interessante relembrar dos retificadores não controlados, a fim de compará-los no futuro.

- Retificador não controlado
 - Com ponto médio:

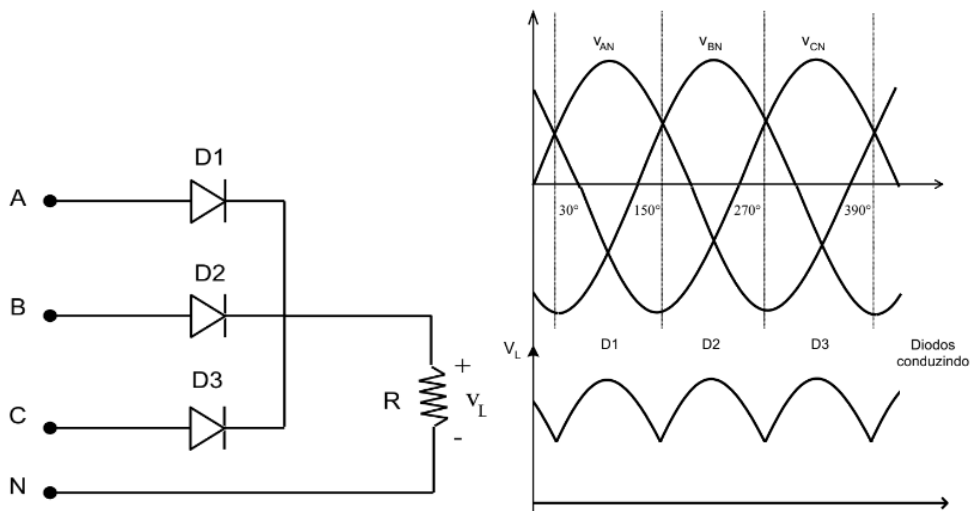


Figura 9.1 - Na esquerda temos um exemplo do circuito com esse retificador não controlado de ponto médio, e a direita a representação gráfica da tensão de entrada e a de saída na carga.

Possui 3 pulsos por ciclo.

$$V_{med} = 1.17 V_{RMS(fase)}$$

$$V_{REVERSA} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{RMS de Fase}$$

$$I_{d\ med\ ia} = I_{m\ ed\ ia\ na\ carga} / 3$$

- De onda completa:

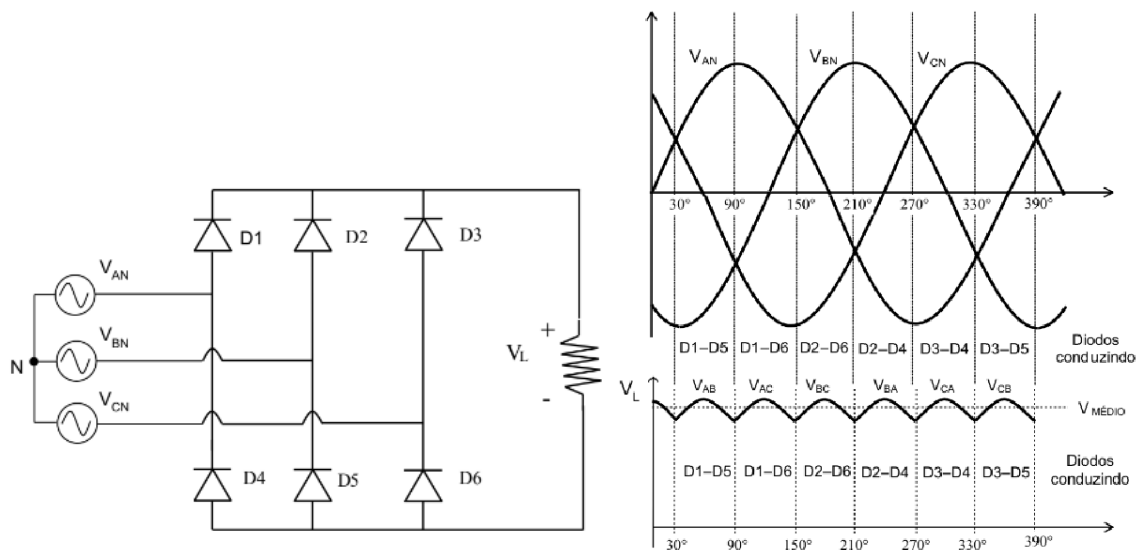


Figura 9.2 - Temos a esquerda o circuito implementado do retificador controlado de onda completa, e na direita a representação gráfica da tensão na entrada e na carga.

Possui 6 pulsos por ciclo.

$$V_{med} = 2.34 V_{RMS(fase)}$$

Agora, dando continuidade aos estudos dos retificadores controlados, vamos falar sobre o de ponto médio.

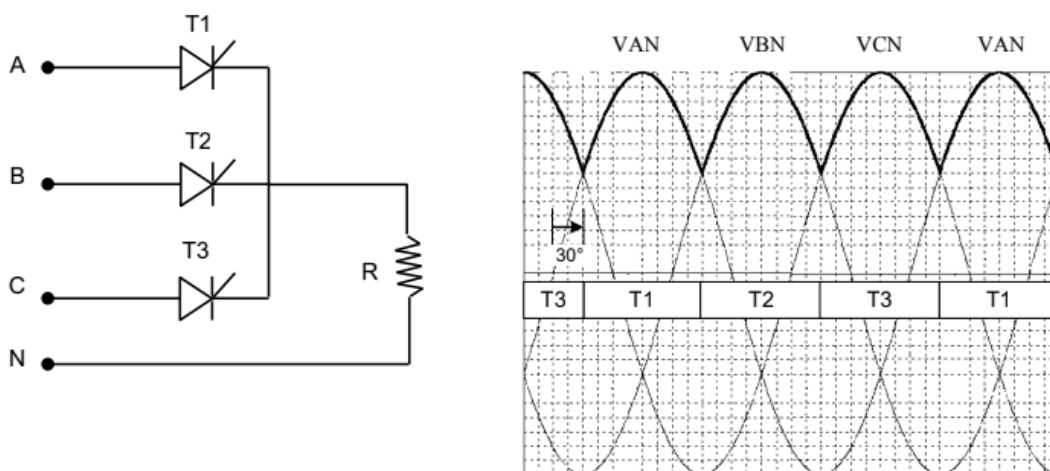


Figura 9.3 - Temos a esquerda o circuito do retificador trifásico controlado de ponto médio, e a direita a representação gráfica da comparação de tensão na entrada e na carga R.

Agora diferenciando os circuitos dos retificadores trifásicos controlados e não controlados, temos:

1. A troca dos diodos por SCR, que é o dispositivo eletrônico que permite o controle;
2. O ângulo que irá atrasar a entrada em condução de cada tensão de saída (ângulo de disparo);
 - a. Ângulo esse que é de 30° .

Outras observações são:

- O ângulo de disparo é nulo quando duas ondas de tensão se interceptam e não quando a tensão passa para zero em relação ao neutro.
- Os disparos dos tiristores devem ser sincronizados com a rede e atrasados de 30° para possibilitar qualquer variação de tensão de saída.

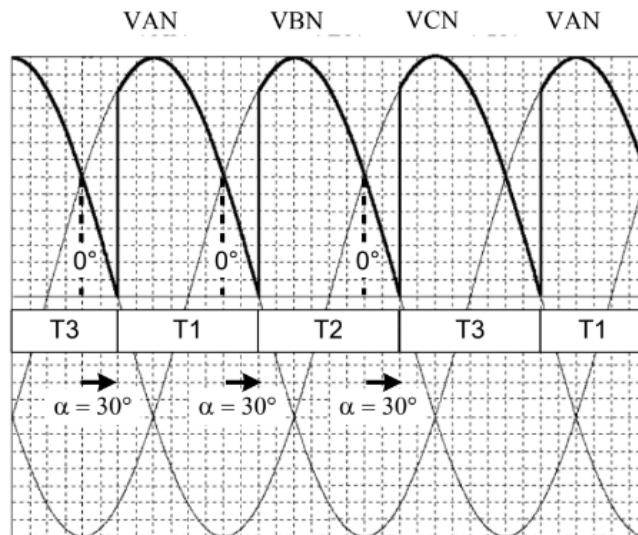


Figura 9.4 - Temos um exemplo de como ficaria a tensão com o controle sincronizado.

E esse zero é adotado nessa posição convencionalmente, consequência do atraso de 30° , portanto o SCR pode variar esse ângulo de 0° a 150° (e não 180° por conta do atraso).

Analisando a imagem, e tendo o 0 como referência podemos inferir que, nesse primeiro caso o α é de 30° pois o SCR só ativa depois de 30° . Dessa forma, gera essa figura de onda na carga.

Agora na figura abaixo, veremos como ficará a forma de onda caso esse α fosse 60° .

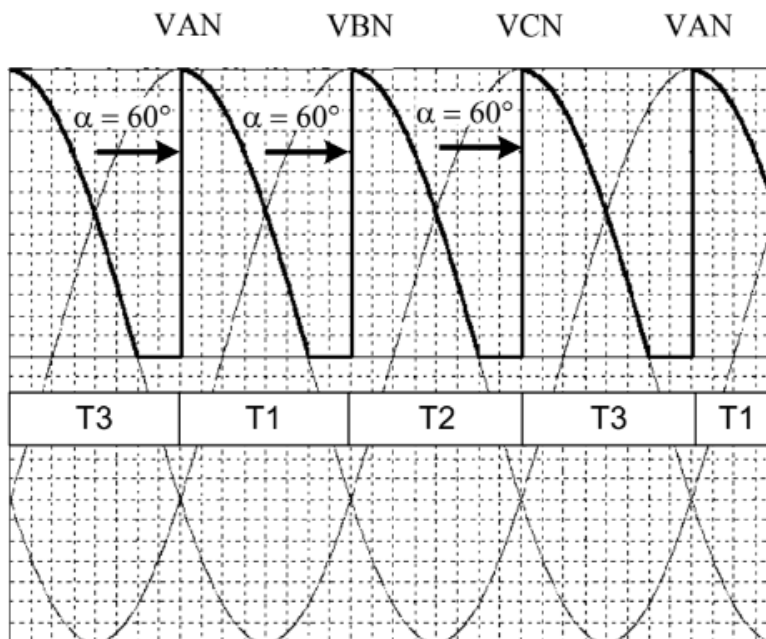


Figura 9.5 - Exemplo de como seria se a defasagem do SCR fosse de 60° .

Com isso, é possível gerar um gráfico que relaciona a tensão média e a tensão de fase em relação com a defasagem em graus do SCR. Isso pode ser visto na próxima figura.

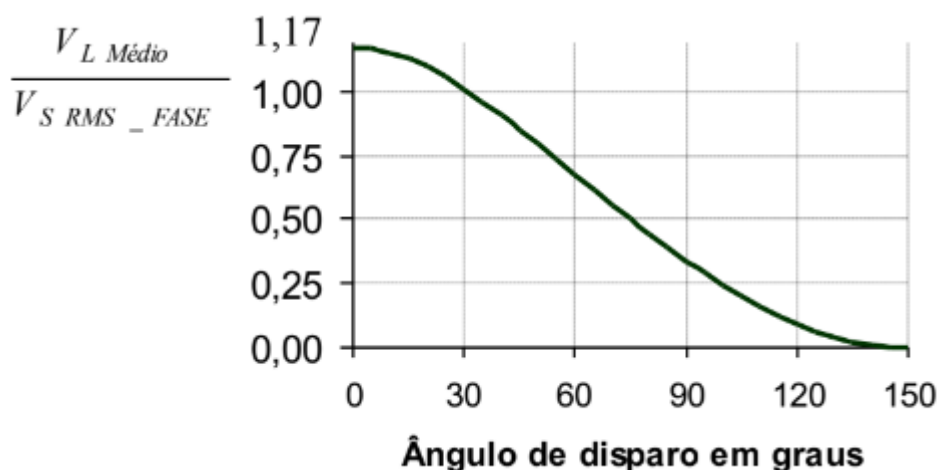


Figura 9.6 - Gráfico da relação entre tensão média na carga e tensão de fase de acordo com o ângulo de defasagem do SCR.

Com isso pode-se observar que, no caso dos retificadores não controlados, essa relação era fixa de 1.17, já nos controlados ela é variável.

Outro ponto a observar é o comportamento com a carga RL (resistiva + indutiva). Que assim como o anterior, terá momentos em que a carga terá valores de tensão negativos. E por conta dessa variação do ângulo nos tiristores, é possível atingir valores negativos para a tensão média, dependendo da proporção das áreas como mostra a figura a seguir.

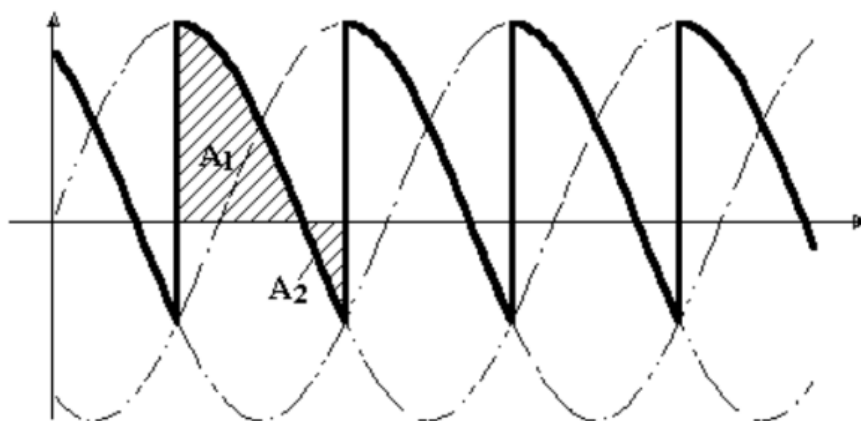


Figura 9.7 - Representação da forma de onda na carga resistiva e indutiva dos retificadores trifásicos controlados de ponto médio.

Outra forma de aplicação dos retificadores controlados é no formato de onda completa. Representado pela figura a seguir.

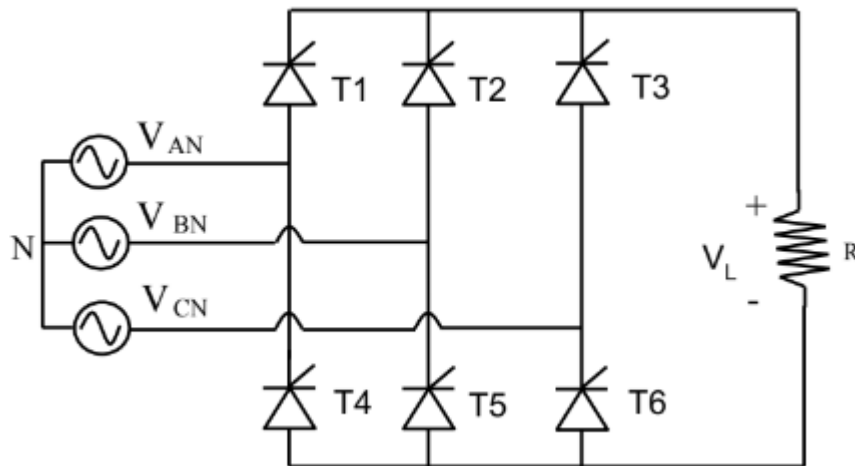


Figura 9.8 - Circuito de retificador trifásico controlado em ponte completa.

Esse circuito também pode ser chamado de ponte trifásica controlada de seis pulsos ou por ponte de Graetz.

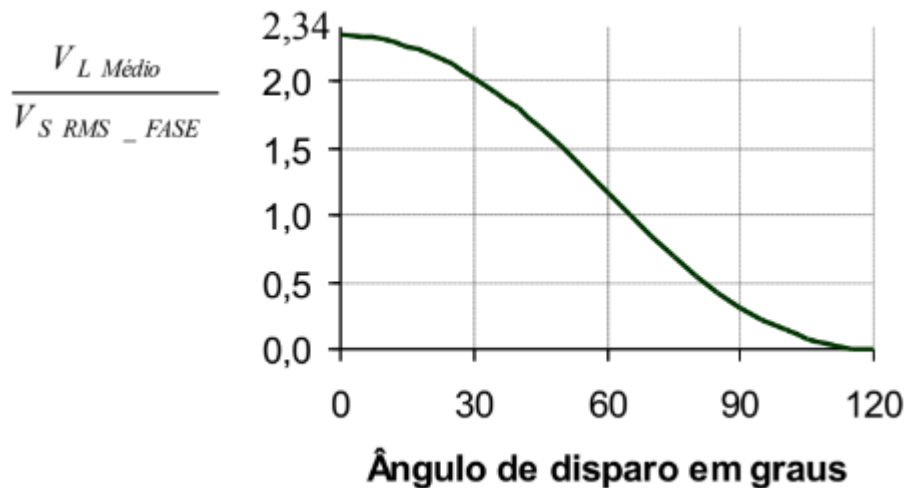


Figura 9.10 - Gráfico da relação entre tensão média na carga e tensão de fase de acordo com o ângulo de defasagem do SCR para ponte de Graetz.

Nota-se que na ponte completa o ângulo varia de 0° a 120° , diferente do ponto médio, que era de 0° a 150° . E diferentemente do ponto médio, esse circuito possui duas funções diferentes para 2 intervalos desse gráfico.

$$V_{med} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos(\alpha), \text{ para } 0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$$

$$V_{med} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right), \text{ para } 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$$

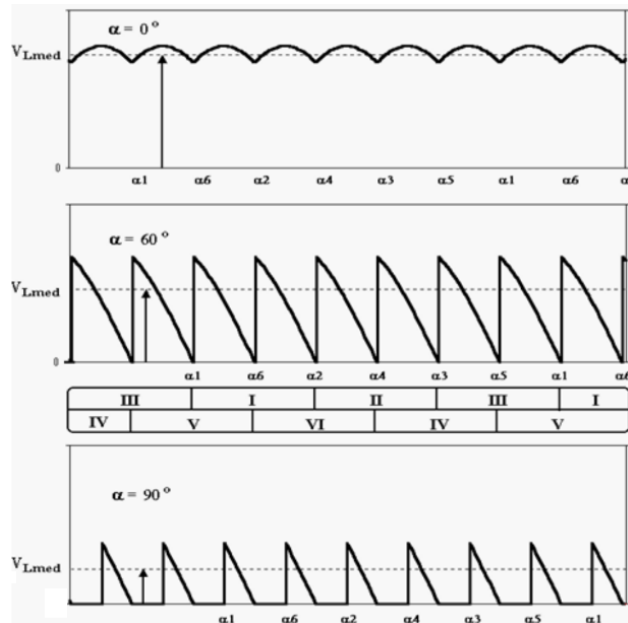


Figura 9.11 - Formas de onda na carga para o α variando entre 0° , 60° e 90° .

Percebe-se que quanto maior for o ângulo, menor é a tensão média na carga.

Agora vendo o comportamento com carga resistiva e indutiva em conjunto, temos o seguinte circuito.

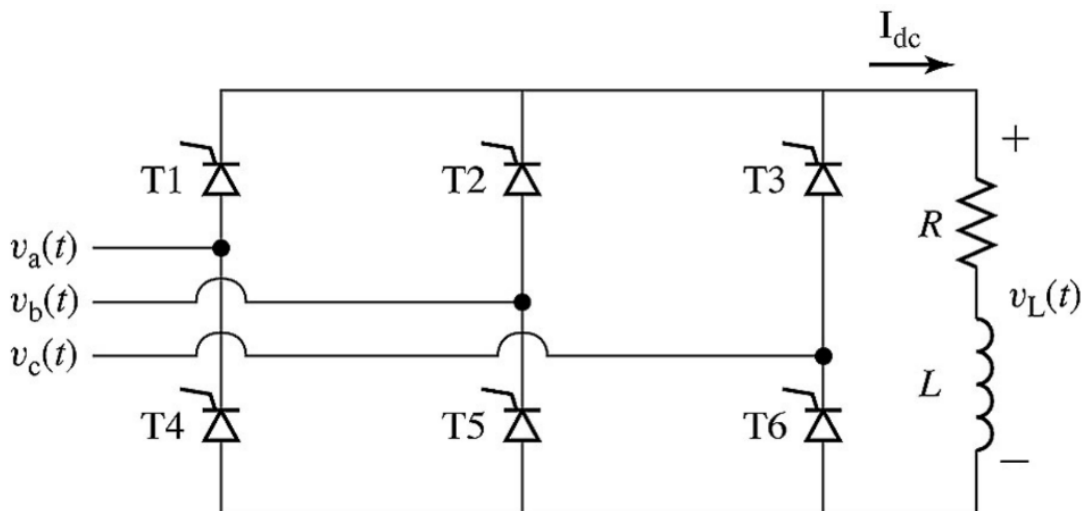


Figura 9.12 - Esquemático do retificador trifásico em ponte de Graetz com carga resistiva e indutiva.

Em condução contínua, teremos o seguinte comportamento representado pela figura a seguir.

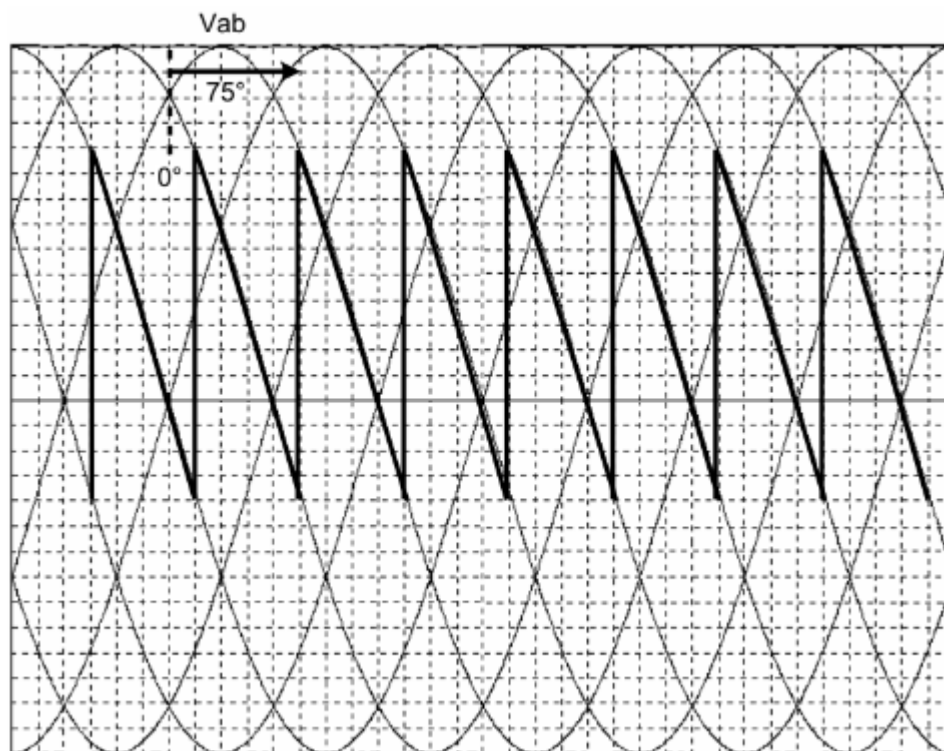


Figura 9.13 - Representação do comportamento da tensão na carga RL.

Pode-se observar que o indutor influencia na forma de onda, fazendo que por alguns instantes a carga tenha uma tensão negativa. Esse comportamento faz com que a tensão média seja menor do que a carga que é apenas resistiva. Dependendo da indutância do indutor na carga, essa parcela negativa pode ter uma influência maior até que às vezes a parcela positiva, tornando a tensão média negativa.

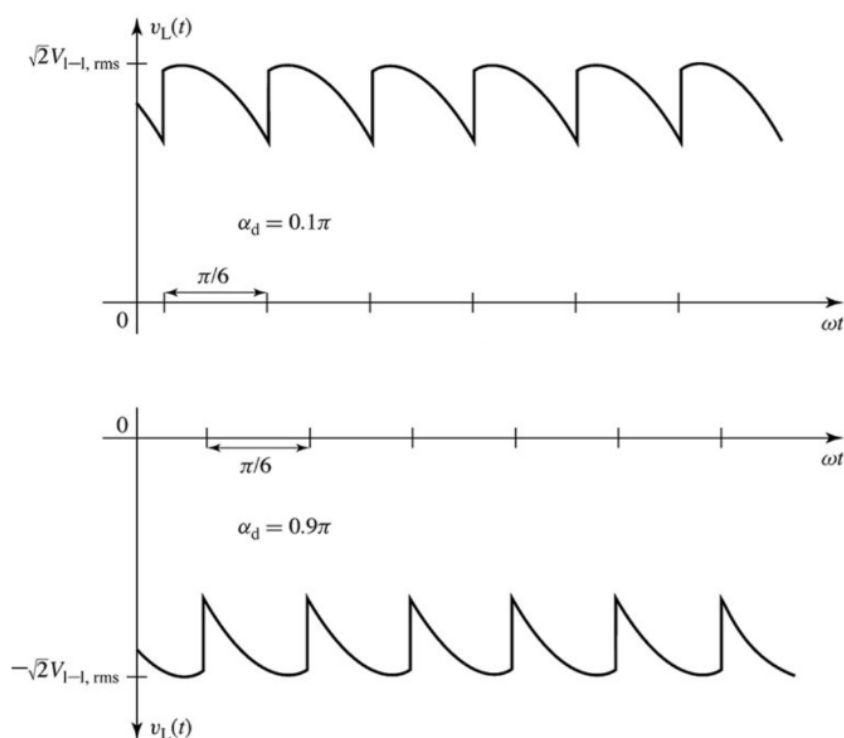
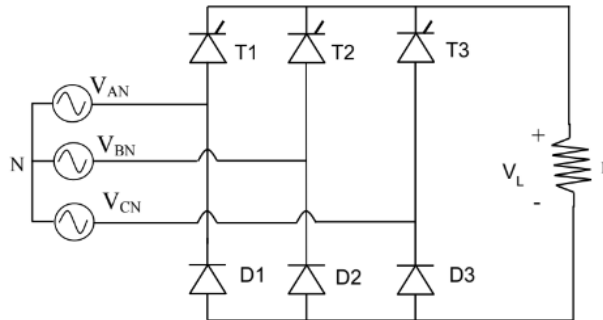


Figura 9.14 - Representação da forma de onda na carga RL para os ângulos: 18° e 162°.

Nota-se que para 18°, a tensão média é positiva, mas para 162°, a tensão média é bem negativa. Ou seja, com grande valores para o ângulo de disparo, é possível alternar entre tensões médias positivas e negativas.

Outra aplicação seria os retificadores semicontrolados, ao invés de utilizar 6 tiristores SCR, usa-se 3 e mais 3 diodos na parte inferior. Como mostrado no esquemático a seguir.



$$V_{L \text{ MÉDIO}} = 1,17 \cdot V_{RMS_DE_FASE} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

Figura 9.15 - Esquemático do retificador trifásico semicontrolado juntamente com a fórmula para sua tensão média.

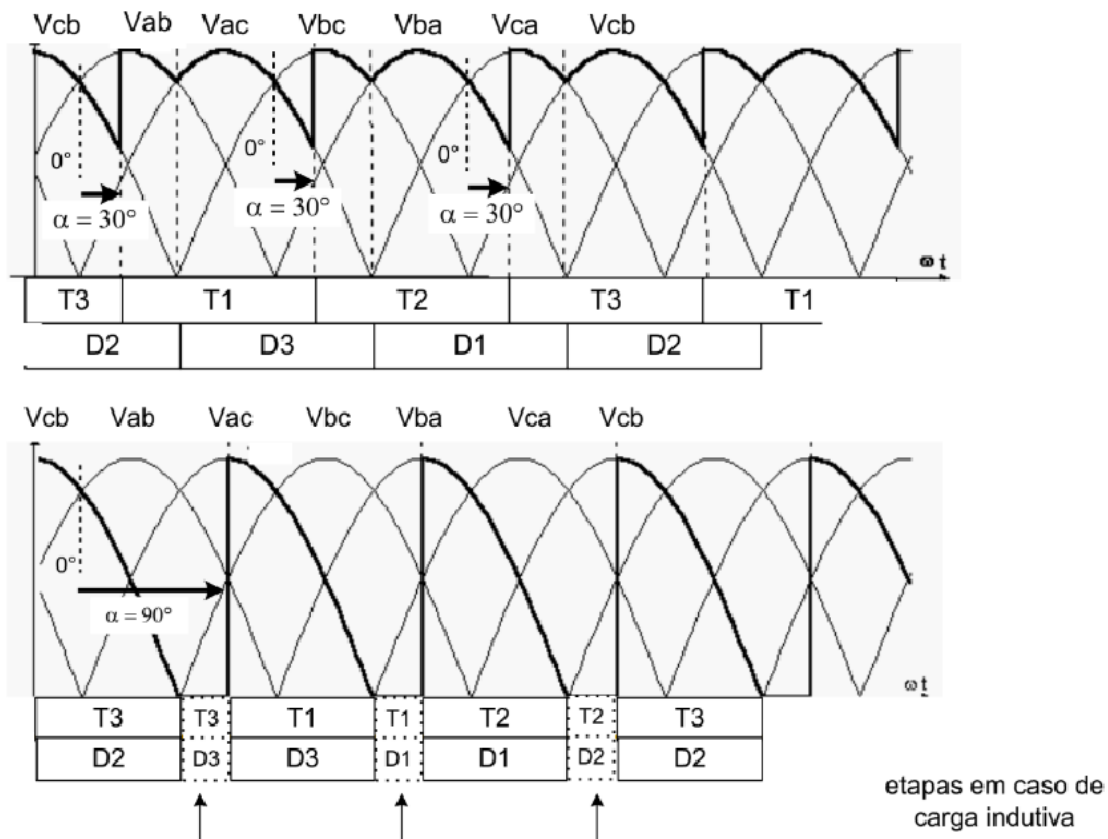


Figura 9.16 - Forma de onda na carga do retificador semicontrolado. Em cima temos para carga com ângulo igual a 30° e abaixo para 90°.

10 - Acionamento de motores de corrente CC

- Um número elevado de motores CC é ainda construído em função de suas características, apropriadas para muitos acionamentos em velocidade variável.
- Entre as vantagens no uso de motores CC estão:
 - Elevado torque de partida, ideal para fins de tração elétrica;
 - Controle preciso de velocidade;
 - Maior simplicidade e menor custo dos sistemas de controle em relação aos requeridos para motores de indução.
- O controle de velocidade e de posicionamento de motores CC pode ser obtido com uso de conversores CA-CC controlados.
- O tipo de acionamento a ser empregado depende de alguns aspectos:
 - Potência requerida;
 - tipo de fonte disponível (monofásica ou trifásica);
 - ondulação de corrente permitida no motor;
 - se o sistema é reversível (mudar a velocidade ou inverter o sentido de giro) ou não;
 - se há necessidade de regeneração (motor funcionar como gerador); etc.
- Os retificadores controlados monofásicos são restritos a potências menores que 2kW. Acima deste valor o retificador trifásico é normalmente utilizado.

E abaixo está um visual de como seria a representação de um motor CC com excitação independente.

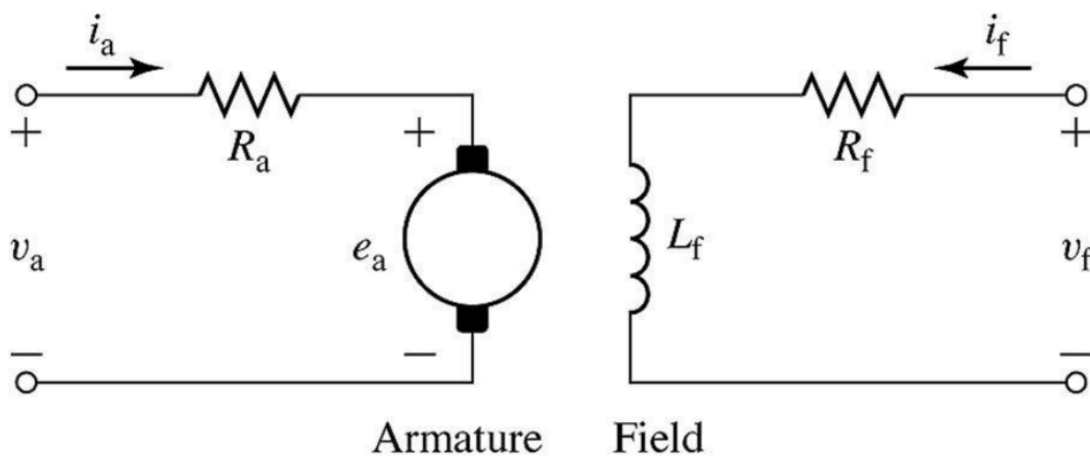


Figura 10.1 - Esquemático da ligação elétrica de um motor CC com excitação independente.

Outro esquema interessante de conhecer é como seria o controle de velocidade, representado pela figura abaixo.

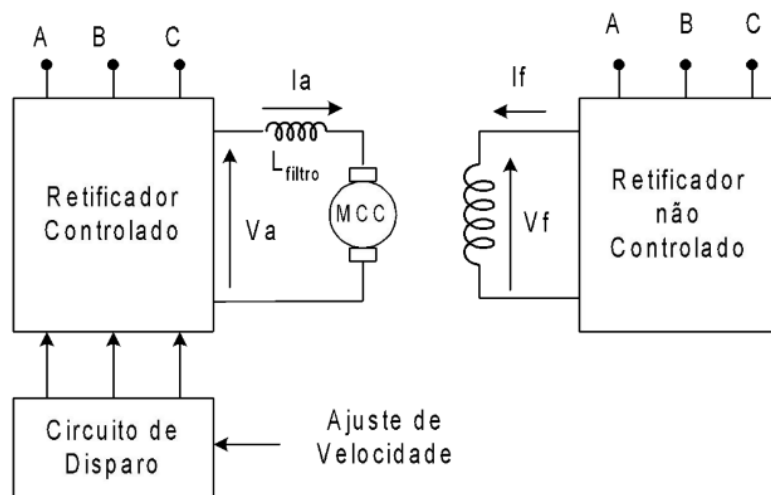


Figura 10.2 - Esquemático do controle de velocidade de um motor CC com excitação independente.

No caso desse esquema, percebe-se que na armadura, temos um retificador controlado, e no campo um retificador não controlado, ou seja manter a tensão no campo em um valor fixo e na armadura um valor variado.

A utilização de um retificador semicontrolado para alimentar o circuito de armadura implica em menor custo e maior simplicidade, pois apresenta menos SCRs, que são mais caros, e substitui por alguns diodos. Por vezes, esta estrutura é a escolhida caso possa atender às necessidades do sistema.

Há casos em que o sistema necessita de inverter a direção de rotação do motor, também chamada de reversão de velocidade, e para isso é utilizado o esquema abaixo.

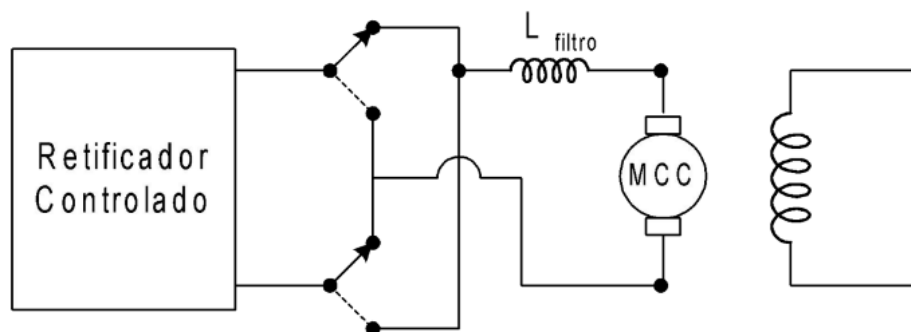


Figura 10.3 - Esquemático em que é possível utilizar a reversão de velocidade no motor CC.

Nesse sistema, quando houver a necessidade de inverter o sentido da velocidade, o disparo dos SCRs deve ser atrasado ou inibido, de modo que a corrente se anule.

Após isso, o contador é acionado para inverter a polaridade da tensão de armadura e, conseqüentemente, o sentido de rotação do motor.

Esta inversão também pode ser feita com uso de conversores, como veremos mais adiante.

Um tipo de classificação de conversores estáticos é quanto ao número de quadrantes de operação. As duas principais grandezas a considerar quando tratamos de motores CC são:

1. Velocidade: que é proporcional a tensão induzida na armadura, chamada de E_g .
2. Conjugado: que é proporcional à corrente de armadura, chamada de I_a .

Combinando essas grandezas, têm-se quatro quadrantes de operação.

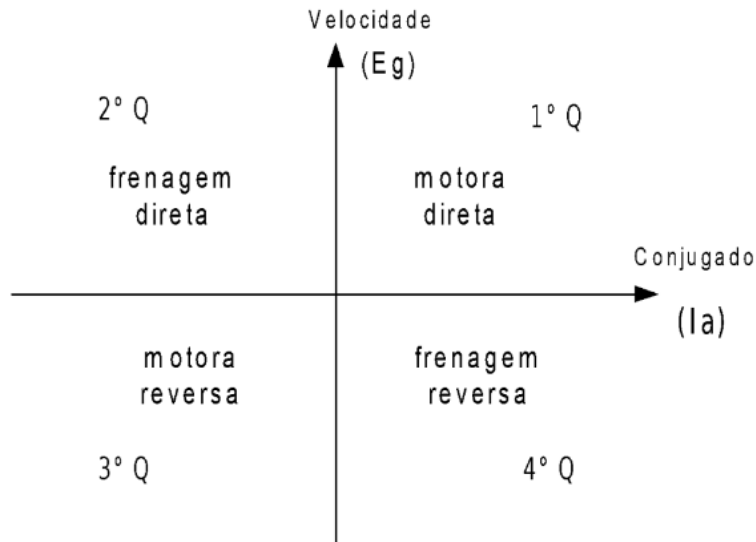


Figura 10.4 - Esquemático dos quadrantes de operação de motores CC.

O primeiro quadrante é caracterizado por velocidade e conjugado positivos, e o motor opera na região motora direta.

No segundo quadrante a velocidade é positiva, porém o conjugado se opõe a ela, caracterizando a frenagem no sentido direto.

No terceiro quadrante a velocidade e o conjugado são negativos, o que caracteriza a região motora reversa.

Já no quarto quadrante, a velocidade é negativa e o conjugado é contrário a ela, o que provoca uma frenagem no sentido reverso.

O motor é comumente tratado como uma carga resistiva e indutiva.

Com ângulo de disparo menor que 90° e condução contínua, temos tensão média positiva. Lembrando dos capítulos anteriores sobre retificadores controlados, quanto maior o ângulo de disparo, menor é sua tensão média.

Dentre as diversas técnicas de acionamento de motores de corrente contínua (CC), algumas das mais importantes incluem acionamento direto, acionamento por reostato, acionamento por ponte H controlada, acionamento por PWM, controle de vetor, acionamento com encoder (malha fechada) e acionamento por chopper.

No entanto, neste contexto, abordarei inicialmente o acionamento com **ponte semicontrolada**, uma configuração que utiliza dispositivos semicondutores não controlados, como tiristores, em uma ponte retificadora para acionar motores CC. Este método é caracterizado pela simplicidade, embora não ofereça o mesmo nível de controle dinâmico encontrado em técnicas mais avançadas. O acionamento com ponte semicontrolada é comumente utilizado em aplicações que não requerem um controle preciso da velocidade e direção do motor.

Abaixo temos um exemplo de ligação com ponte semicontrolada.

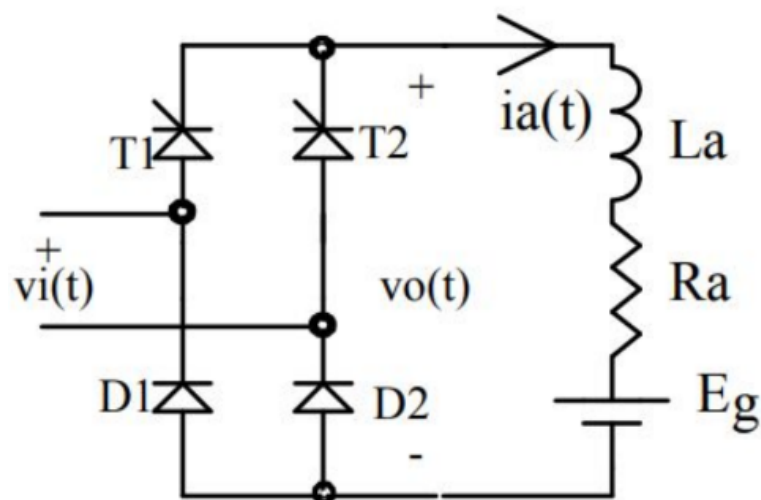


Figura 10.5 - Esquemático de ligação da ponte semicontrolada com um motor CC.

Para que seja possível acionar os tiristores, é necessário que no ângulo de disparo a tensão de entrada seja superior à tensão E_g .

E à medida que a máquina acelera, elevando o valor da tensão de armadura do motor, existe um mínimo ângulo de disparo possível.

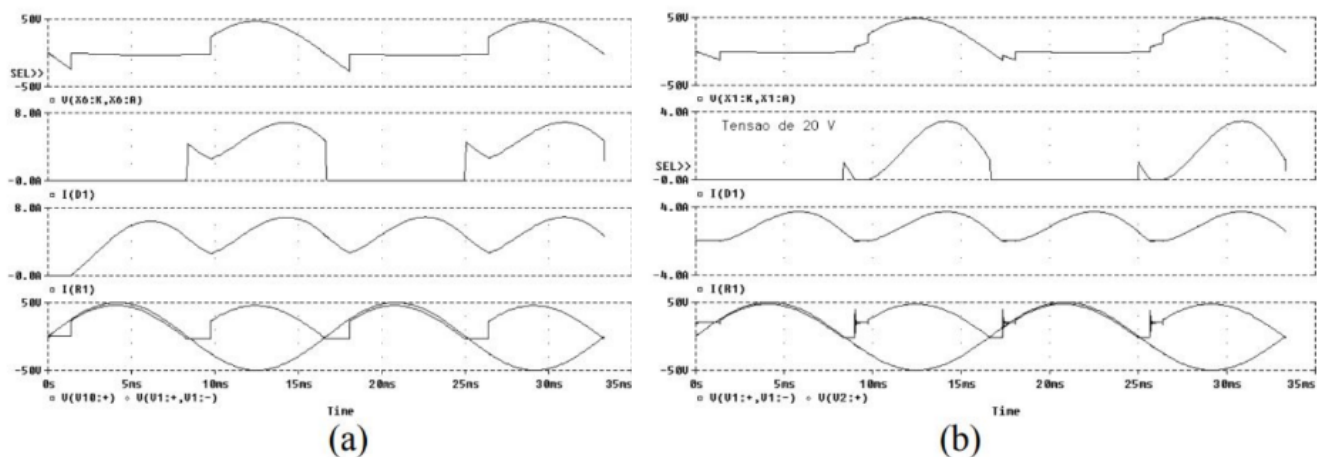


Figura 10.6 - Gráfico respectivamente de V_{T1} , i_{D1} , i_a , v_o e v_i .

No caso (a), com tensão E_g nula, o acionamento pode ser feito com um pequeno ângulo de disparo. A corrente é elevada e não se anula dentro de cada semi período.

Já no caso (b), com tensão mais elevada, a condução se torna descontínua, desligando os tiristores dentro de cada semiciclo.

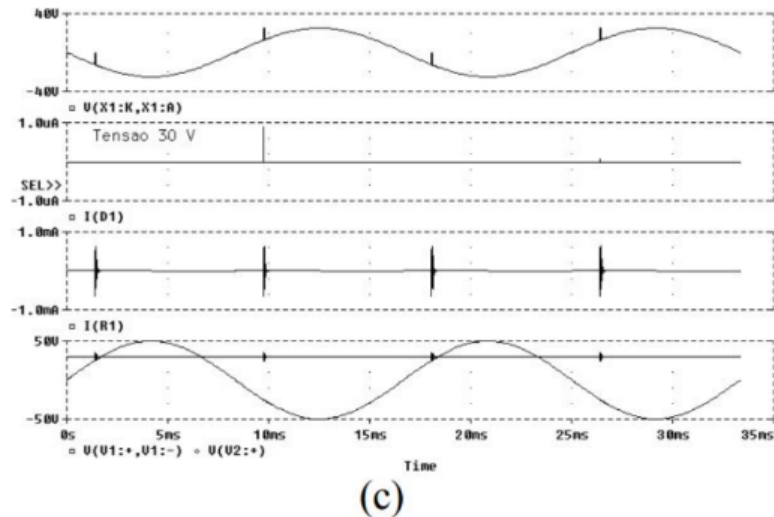


Figura 10.7 - Gráfico respectivamente de V_{T1} , i_{D1} , i_a , v_0 e v_i .

No caso (c), quando a tensão de armadura se torna maior do que a de entrada, no instante de disparo, “perde-se o pulso”, e os tiristores não são ligados.

Para acionamentos no qual o ângulo de disparo é maior que 90° e condução contínua, temos a tensão média negativa, ou seja, a ponte opera como inversor.

E com a ponte operando como inversor, o motor está na região de frenagem transferindo a energia cinética do eixo para a fonte CA. Este tipo de frenagem é chamada de *frenagem regenerativa*.

A ponte completa permite a operação em dois quadrantes:

1. Quando a ponte funciona como retificador, o motor está na região motora direta, ou seja no 1º quadrante (tensão e corrente positivas).
2. Na operação da ponte como inversor, o motor opera no 4º quadrante (tensão negativa e corrente positiva), está ocorrendo uma frenagem reversa.

Agora, para o acionamento de motores CC com velocidade variável em quatro quadrantes pode ser feito com o uso de **Conversores Duais**.

O **conversor dual** é originado pela associação em antiparalelo de dois retificadores totalmente controlados. Estes retificadores podem ser trifásicos ou monofásicos.

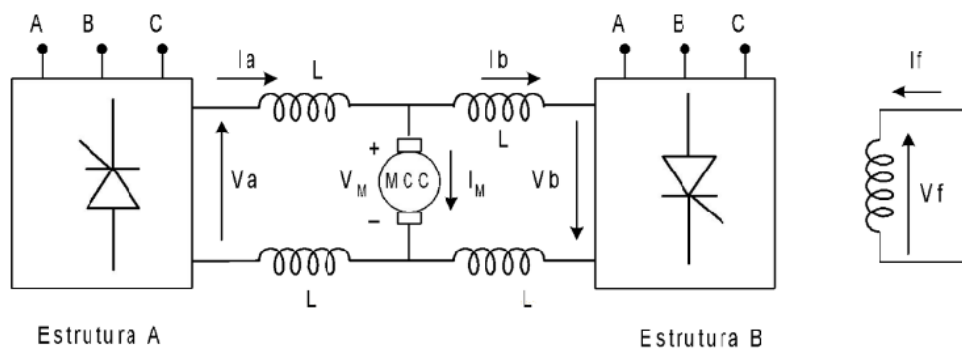


Figura 10.8 - Esquemático de um motor ligado a um conversor dual.

A **Estrutura A** é capaz de fornecer corrente positiva e tensão tanto positiva como negativa para o motor, permitindo a sua operação no 1º (motora direta) e 4º (frenagem reversa) quadrantes.

A **Estrutura B** é capaz de fornecer corrente negativa, e tensão em ambos os sentidos, possibilitando, para o motor, a operação no 2º (frenagem direta) e 3º (motora reversa) quadrantes.

Essas estruturas podem operar isoladas ou simultaneamente. No caso isolado, quando uma estrutura estiver funcionando, os pulsos de disparo da outra estrutura são inibidos.

Para inverter o sentido de rotação, a estrutura que opera é inibida, e a outra entra em funcionamento provocando a inversão de rotação.

Já na operação simultânea das estruturas, estas fecham uma malha contendo indutores. Como a tensão média nos indutores é nula, então as tensões médias de saída dos retificadores devem ser iguais com sinais opostos.

$$Va_{\text{médio}} = - Vb_{\text{médio}}$$

Esta condição é garantida através de uma relação entre os ângulos de disparo dos dois retificadores:

$$\alpha_a + \alpha_b = 180^\circ$$

Se esta relação não for satisfeita, a diferença entre os valores médios de tensão faz crescer uma corrente de circulação entre as estruturas. Tal corrente crescerá indefinidamente até provocar danos aos retificadores.

Embora se garanta que as tensões Va e Vb tenham o mesmo valor médio, **o mesmo não ocorre com os valores instantâneos**. Assim, devido à diferença de potencial instantânea entre os retificadores, surge uma corrente de circulação entre os mesmos. Para limitar esta corrente utiliza-se indutores, que também servem como filtro para redução do *ripple* de corrente no motor.

Frequentemente o controle da tensão da armadura é combinada com o controle da corrente de campo, de modo a se obter maior intervalo de variação de velocidade.

Considerando-se que a velocidade de base do motor é aquela obtida sob tensão nominal de armadura e de campo, esta pode ser ultrapassada se a tensão de campo for reduzida.

$$E_g = K_f I_f \omega_m \Rightarrow \omega_m = \frac{E_g}{K_f I_f}$$

O problema desta abordagem é que ela também provoca redução no torque disponível no eixo do motor conforme reduz o campo.

$$T = K_f I_f I_a$$

A seguir temos um exemplo de controle em malha fechada de velocidade de motor CC.

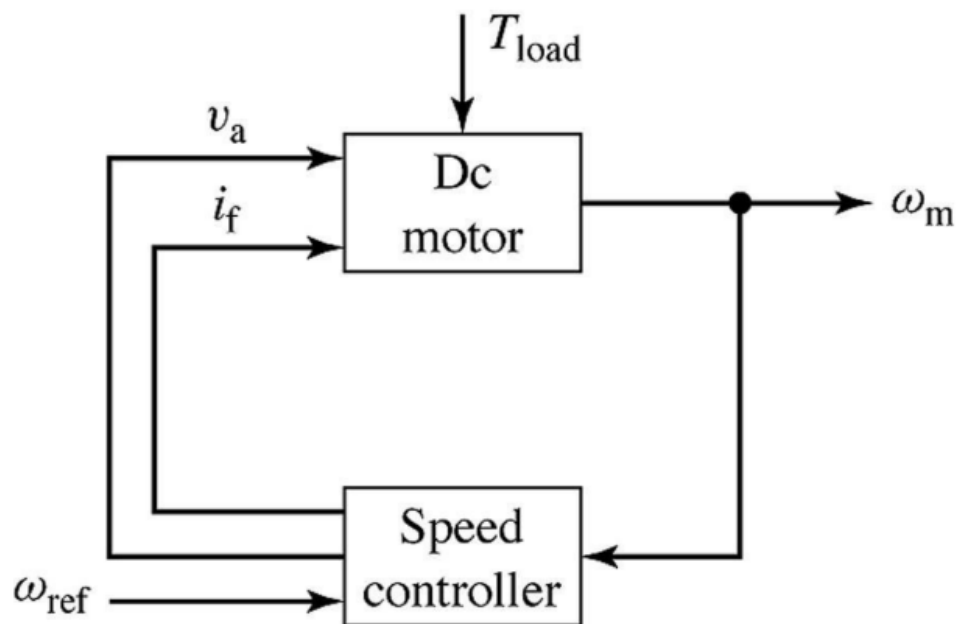


Figura 10.9 - Esquemático do controle em malha fechada de velocidade de um motor CC.

11 - Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC, também conhecidos como choppers, convertem circuitos de corrente contínua em outro circuito CC utilizando-se do chaveamento em alta frequência, tem em sua principal aplicação as fontes chaveadas. Eles geralmente estão após os retificadores não controlados nos circuitos, realizando a redução do ripple de tensão e ajustando o nível de tensão ao requerido pela carga. São também conhecidos como reguladores chaveados por essa aplicação. Como funcionam ajustando o nível de tensão de entrada em relação ao de saída, também podem ser utilizados para controle de velocidade de motores CC.

Existem basicamente três tipos de conversores choppers, os **buck**(abaixadores de tensão), **boost**(aumentadores de tensão) e os **buck-boost**(abaixador e aumentador de tensão). Utilizando um transformador próprio para trabalho em altas frequências, podemos ter as topologias conhecidas como **Flyback e Push-Pull**.

Entre as características dos conversores CC-CC podemos citar:

- Alto rendimento, entre 60 e 90%
- Alta faixa de regulação de tensão, ou seja, para um determinado valor de tensão na entrada, pode-se aumentar ou diminuir a tensão na saída numa ampla faixa de valores.
- Menores tamanhos de transformadores, indutores e capacitores devido ao fato de trabalhar com chaveamento em alta frequência.
- São fontes de ruídos e interferências eletromagnéticas pelo mesmo motivo de operarem em altas frequências, induzindo campos eletromagnéticos devido a esse constante chaveamento de corrente.
- Podem ser de frequência fixa ou pulso fixo.

O acionamento das chaves de alta frequência dos conversores CC-CC se dá através do disparo dos semicondutores utilizando um trem de pulsos. As duas estratégias mais comuns são a **modulação por frequência de pulso(PFM)** e a **modulação por largura de pulso(PWM)**. Na PFM, a forma do trem de pulsos permanece a mesma, sendo variada apenas a frequência. Já na PWM, o período Ton+Toff permanece o mesmo, variando-se apenas o tempo Ton, ou seja, ajustando seu **Duty Cycle**.

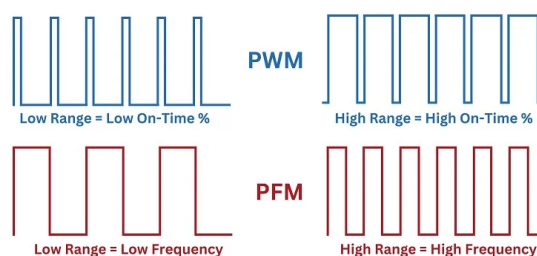


Figura 11.1 Trem de pulsos PWM e PFM.

Os trens de pulso PWM são gerados a partir de circuitos comparadores de tensão e osciladores de tensão, assim como ilustrado nas figuras a seguir:

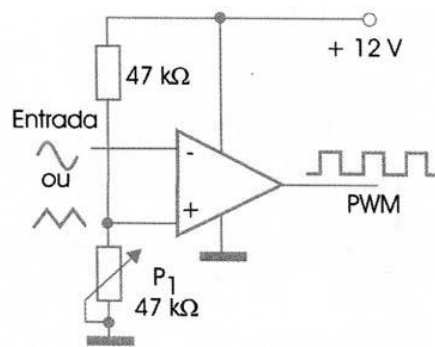


Figura 11.2 Circuito gerador PWM.

11.1 - Conversores do tipo Buck

No conversor buck elementar, temos uma estrutura simples, com apenas uma chave. O chaveamento dela alternando entre os estados de corte e condução causa uma diminuição da tensão média, como ilustrado abaixo.

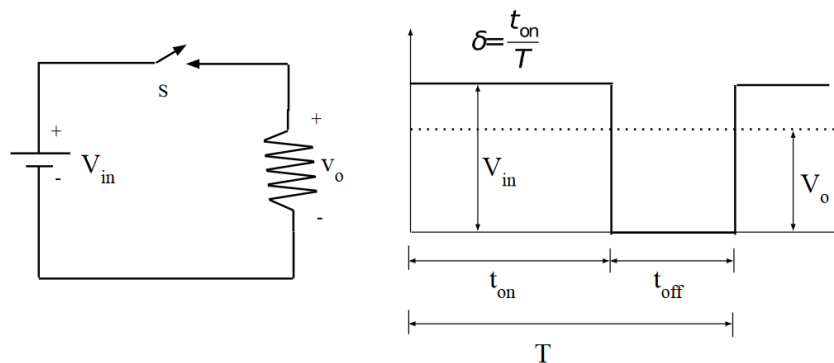


Figura 11.3 - Circuito com conversor do tipo buck (forma simples) e sua forma de onda.

Se adicionarmos ao circuito uma indutância, teremos uma diminuição do ripple de tensão, tendo assim uma forma de onda mais suavizada, visualizada a seguir:

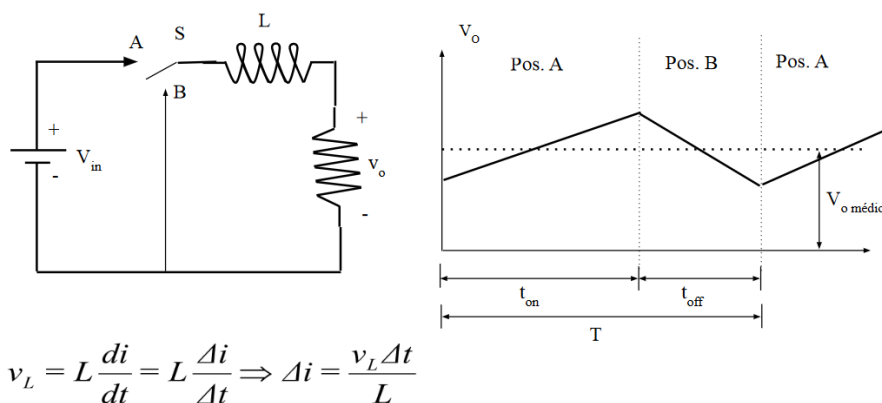


Figura 11.4 - Circuito com conversor do tipo buck mais uma indutância, e sua forma de onda.

Não havendo variação das características da carga, podemos escrever a tensão média como:

$$\frac{(V_{in} - V_o)t_{ON}}{L} = \frac{V_o t_{OFF}}{L} \Rightarrow V_o = \left(\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \right) V_{in} \Rightarrow V_o = \delta V_{in}$$

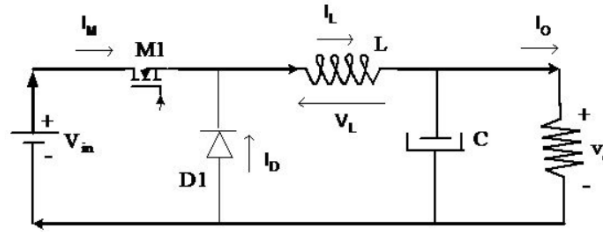
Ainda nesse circuito básico com a chave e o indutor, temos as seguintes equações para o estado conduzindo:

$$I_{L(médio)} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2}; I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \Rightarrow I_{max} + I_{min} = 2 \frac{V_o}{R} \quad (1)$$

$$\Delta i = \frac{v_L \Delta t}{L} \Rightarrow I_{max} - I_{min} = \frac{V_o}{L} t_{OFF} \quad (2)$$

$$(1) + (2): I_{max} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2L} t_{OFF}, \quad I_{min} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2L} t_{OFF}.$$

Entretanto, para construir um circuito buck utilizando componentes reais, se faz necessário uma estrutura mais complexa, se utilizando de capacitor, indutor e diodo, conforme figura a seguir:



A ondulação de corrente é:

$$I_{max} - I_{min} = \frac{V_o}{L} t_{OFF}$$

A corrente média no diodo é:

$$I_D = \frac{t_{OFF}}{T} I_o$$

Desprezando as perdas:

$$P_i = V_i I_i = P_o = V_o I_o$$

Logo:

$$I_o = \frac{V_i}{V_o} I_i \Rightarrow I_o = \frac{I_i}{\delta}$$

Figura 11.5 - Circuito com conversor do tipo buck utilizando componentes reais.

Nota-se que a ondulação de corrente e a corrente média depende inversamente da razão cíclica. Isso significa que quanto maior for o tempo T_{off} , maior será a ondulação de corrente e maior será a corrente média na carga.

Num estado inicial de condução do circuito do conversor buck, temos a chave M1 fechada e carregando o indutor L e o capacitor C e também fornecendo corrente para a carga. Já o diodo D1 está com a passagem de corrente bloqueada.

Quando M1 entra em corte, a energia armazenada no capacitor e no indutor flui para a carga e circula através do diodo de roda livre D1. Esse processo está ilustrado nos diagramas abaixo.

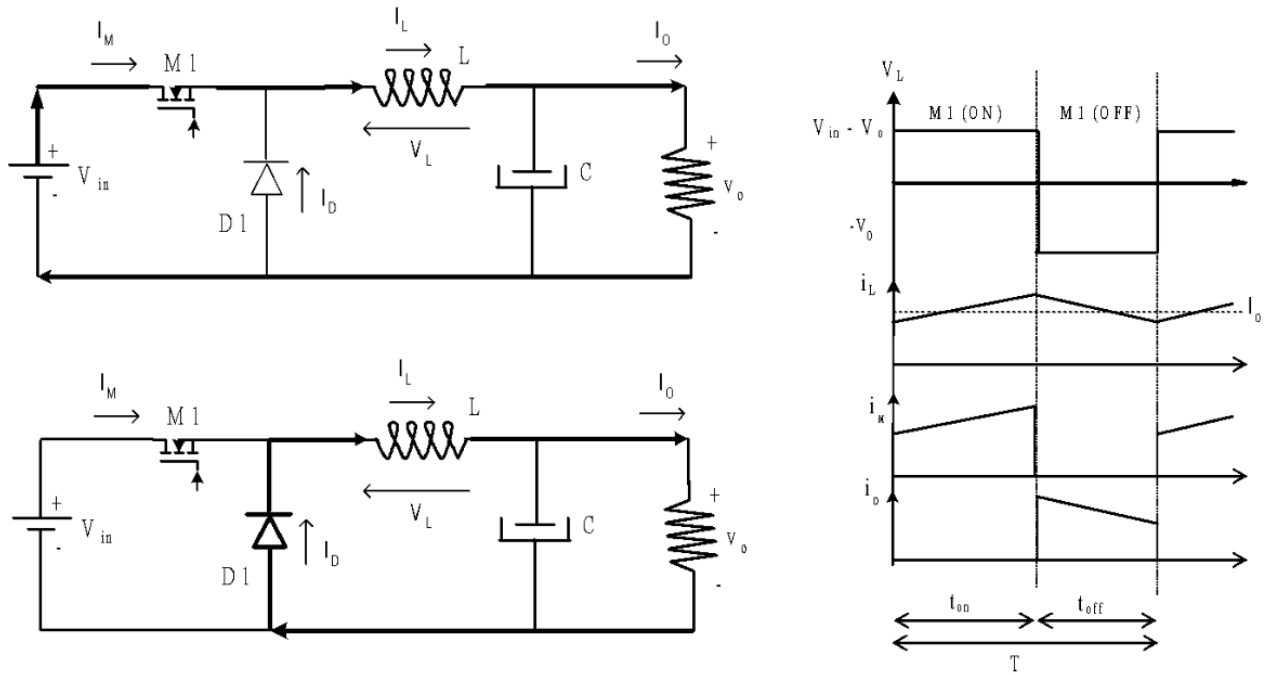


Figura 11.6 - Circuito conversor do tipo buck (forma real) e sua forma de onda (corrente e tensão).

Para disparar o mosfet M1 podemos utilizar uma estratégia para a regulação de tensão em malha fechada. O conversor buck faz a leitura da tensão de saída do circuito e compara com a tensão desejada. Caso seja necessário um aumento ou diminuição ele é feito ajustando o duty cycle de operação do chopper no circuito de controle do PWM.

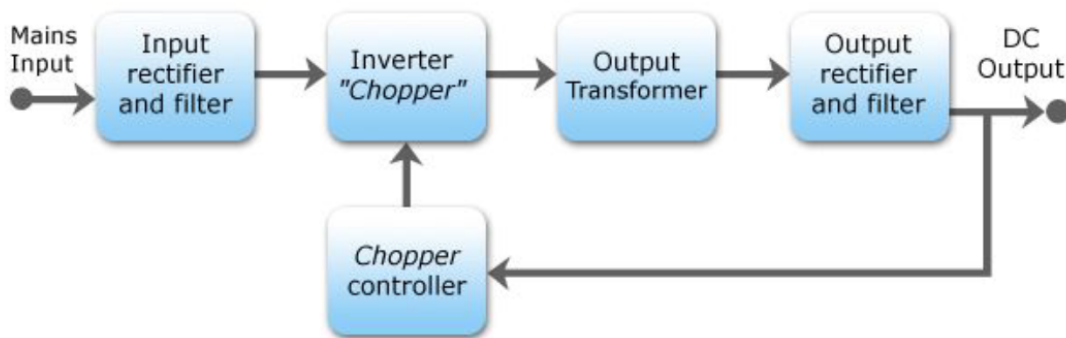


Figura 11.7 - Diagrama de blocos de controle em malha fechada de conversor buck.

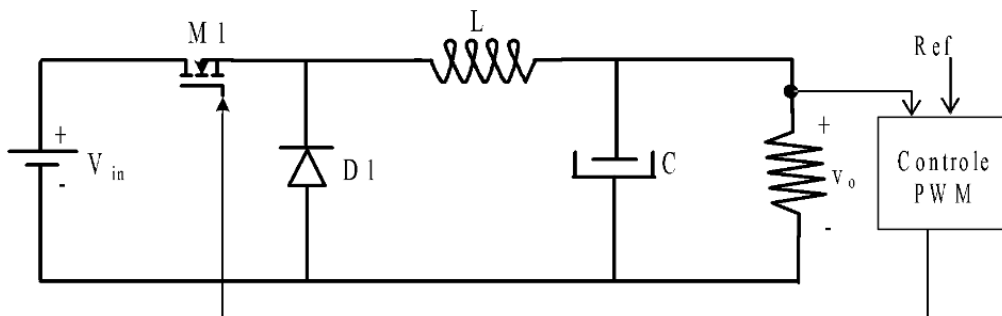


Figura 11.8 - Controle em malha fechada de conversor buck.

11.2 - Conversores do tipo Boost

O conversor boost aumenta a tensão média na carga. A construção desse conversor utiliza os mesmos componentes que o buck, porém dispostos de maneira diferente, como mostrado abaixo:

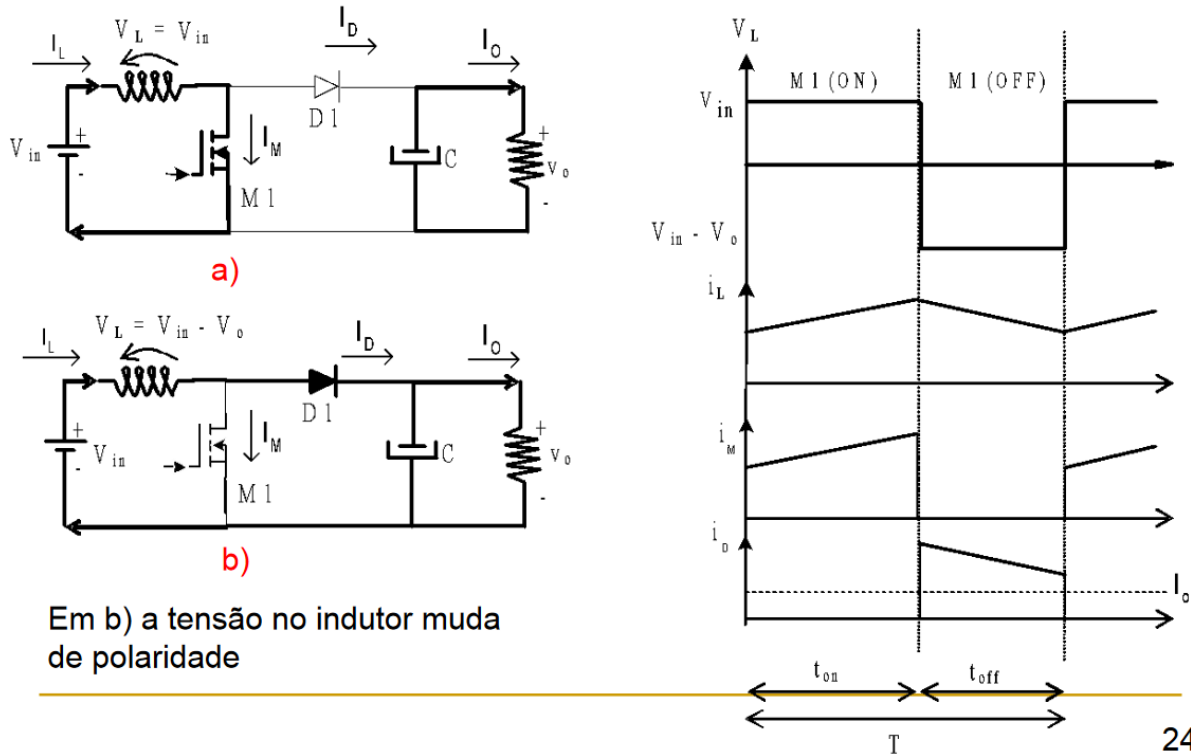


Figura 11.9 - Esquemático conversor boost e sua forma de onda.

Quando a chave M1 está fechada, o indutor L está sendo carregado enquanto o capacitor C está sendo descarregado, alimentando a carga.

Quando a chave abre, o indutor L está com uma tensão maior que a fonte V_{in} . O indutor se descarrega alimentando a carga e carregando o capacitor, conforme ilustrado nos gráficos de corrente e tensão acima.

Para o conversor boost, valem as seguintes equações:

Desprezando as perdas, temos :

$$V_i I_i = \frac{V_o^2}{R} = \frac{V_i^2}{(1-\delta)^2 R} \Rightarrow I_i = \frac{V_i}{(1-\delta)^2 R} = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \quad (1)$$

Com a chave fechada :

$$\Delta I_i = \frac{V_i}{L} t_{ON} \Rightarrow I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_i}{L} t_{ON} \quad (2)$$

Combinando (1) e (2), temos :

$$I_{\max} = I_i + \frac{V_i}{2L} t_{ON} \Rightarrow I_{\max} = V_i \left(\frac{1}{R(1-\delta)^2} + \frac{t_{ON}}{2L} \right)$$

$$I_{\min} = V_i \left(\frac{1}{R(1-\delta)^2} - \frac{t_{ON}}{2L} \right)$$

11.3 - Conversores do tipo Buck-Boost

Assim como no conversor boost, o conversor buck-boost armazena a energia no indutor para ser descarregada na carga e aumentar sua tensão média.

Quando a chave é fechada, o indutor L é carregado e a tensão acumulada no capacitor C se descarrega na carga. Quando a chave é aberta o indutor se descarrega carregando o capacitor C e a carga. É importante observar que a tensão de saída na carga tem polaridade invertida em relação à tensão da fonte.

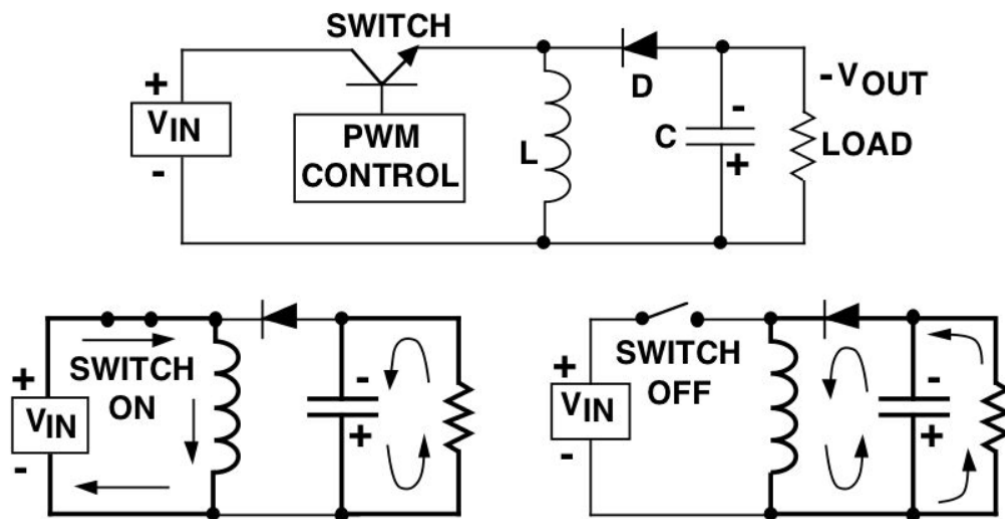


Figura 11.10 - Esquemático conversor Buck-Boost.

Equacionando o circuito do conversor buck-boost, temos as seguintes equações:

Desprezando as perdas, temos :

$$V_i I_L t_{ON} = V_o I_L t_{OFF} \Rightarrow V_o = V_i \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{\delta}{1-\delta} V_i$$

$$P_i = V_i I_i = V_i \left(\frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \right) \delta = P_o = \frac{V_o^2}{R} \Rightarrow I_{\max} + I_{\min} = \frac{2V_i \delta}{R(1-\delta)^2} \quad (1)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} t_{ON} \Rightarrow I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_i}{L} t_{ON} \quad (2)$$

Combinando (1) e (2), temos :

$$I_{\max} = V_i \left(\frac{1}{R(1-\delta)^2} + \frac{T}{2L} \right) \delta; I_{\min} = V_i \left(\frac{1}{R(1-\delta)^2} - \frac{T}{2L} \right) \delta$$

Nota-se que, **dependendo da razão cíclica, o circuito pode fornecer tensões maiores ou menores que a fonte para a carga**. Por exemplo, se a razão cíclica for maior que 0,5, teremos tensões maiores que a fonte V_i na carga V_o . Se for menor que 0,5, as tensões na carga serão inferiores às da fonte. Logicamente, em circuitos com componentes reais existem limitações físicas, não sendo possível a tensão de saída extrapolar determinados valores.

Os circuitos buck boost tem uso recomendado onde se deseje obter uma fonte de tensão negativa a partir de uma positiva, como em circuitos com alimentação simétrica. Sendo assim eles tem uma vasta aplicação em computação e telecomunicações além de outras áreas.

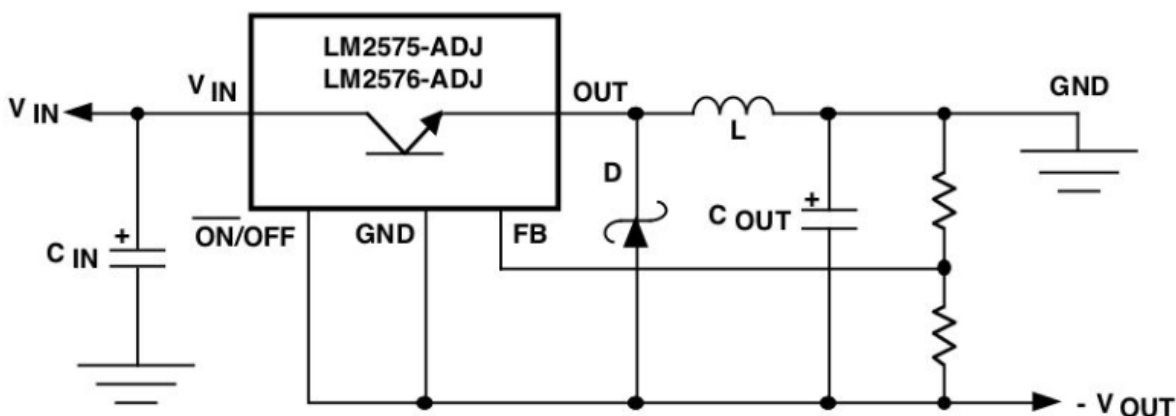


Figura 11.11 - Conversor Buck-Boost com saída de polaridade invertida.

12 - IGBT

12.1 Introdução sobre IGBT's

O IGBT, ou Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, Insulated Gate Bipolar Transistor), é um transistor de efeito de campo bipolar que combina as características dos transistores MOSFET e BJT. Ele é amplamente utilizado em aplicações de potência, como motores elétricos, conversores DC-DC, inversores, retificadores e outros dispositivos eletrônicos.

Ele funciona como um transistor MOSFET quando está ligado e como um transistor BJT quando está desligado. Isso significa que o IGBT pode conduzir corrente com baixa perda de energia quando está ligado e pode ser facilmente desligado usando uma pequena tensão, diferentemente de outros transistores que são ligados por corrente de base.

<https://www.elektraautomacao.com.br/blog/igbt-como-funciona-quais-sao-tipos/>

Abaixo estão algumas características:

- Sua velocidade está entre a dos BJT's e a dos MOSFET's;
- Tem maior capacidade de corrente e tensão que os MOSFET's;
- Suporta apenas baixas tensões reversas: ~10V.

12.2 Funcionamento

No IGBT, o acionamento é feito por tensão entre o GATE e o EMISSOR: cria canal, como um mosfet.

A cama N- tem sua condutividade aumentada pela injeção de portadores minoritários de P+, pois J1 está diretamente polarizada menor queda de tensão.

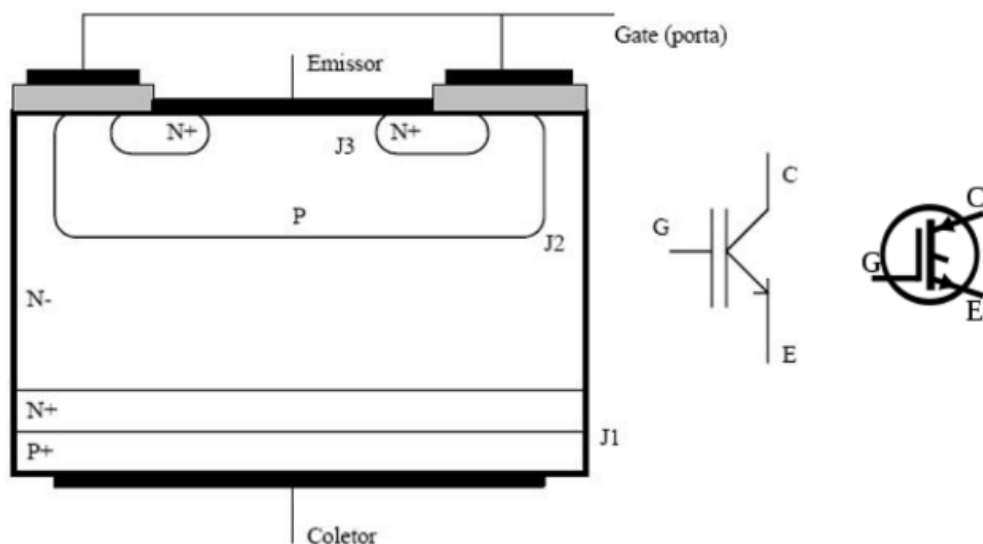


Figura 12.1 - Formas de representação dos IGBT's.

O chaveamento é um pouco mais lento que o dos MOSFET's pois a queda de V_{CE} depende da chegada de portadores da região P+. Dessa forma, o IGBT opera em frequências menores do que o MOSFET.

Para o desligamento, tais portadores devem ser retirados. No BJT isso se dá via base, o que não é possível nos IGBT's.

A solução encontrada para isso foi incluir a camada N+, que acelera a recombinação, apressando a extinção da carga acumulada em N- e restabelecendo a barreira de potencial.

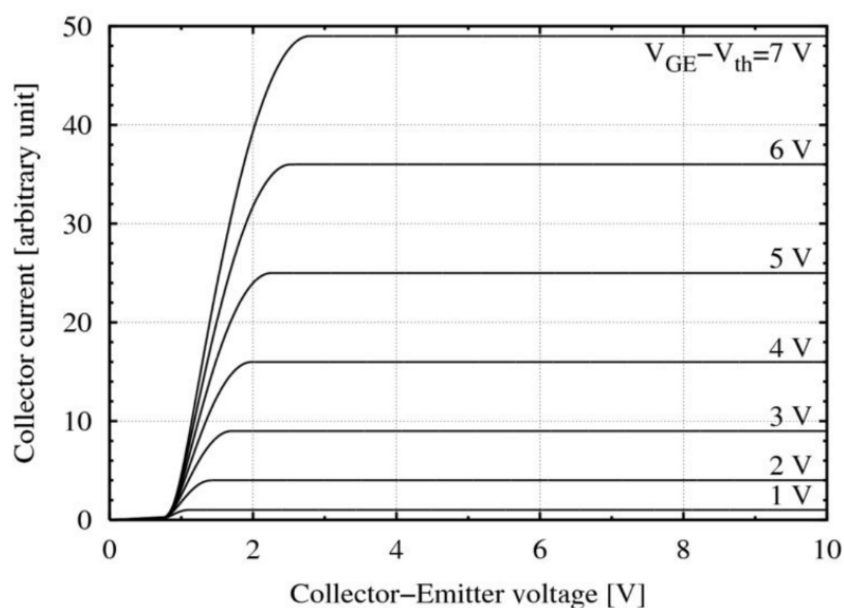


Figura 12.2 - Gráfico da curva característica do IGBT baseado na tensão entre gate e emissor.

12.3 Exemplos de IGBT's

A seguir temos alguns exemplos de IGBT's de variados tamanhos e capacidades.



Figura 12.3 - Imagem de um IGBT de menor porte 30A, 900V.



Figura 12.4 - Módulo com 6 IGBT's de 3300V, 1200A, incluindo diodos de roda livre.

• **Absolute Maximum Ratings** ($T_c=25^\circ\text{C}$)

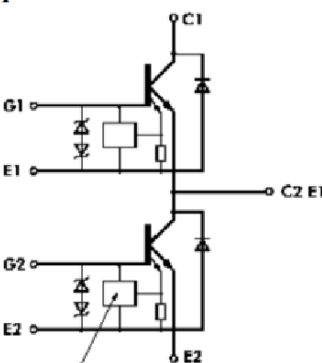
Items		Symbols	Ratings	Units	Equivalent Circuit 
Collector-Emitter Voltage		V_{CES}	600	V	
Gate -Emitter Voltage		V_{GES}	± 20	V	
Collector Current	Continuous	I_C	400	A	
	1ms	I_C PULSE	800		
	Continuous	$-I_C$	400		
	1ms	$-I_C$ PULSE	800		
Max. Power Dissipation		P_C	1500	W	
Operating Temperature		T_I	+150	$^{\circ}\text{C}$	
Storage Temperature		T_{sg}	-40 ~ +125	$^{\circ}\text{C}$	
Isolation Voltage	A.C. 1min.	V_{is}	2500	V	
Screw Torque		Mounting *1	3.5	Nm	
		Terminals *2	4.5		

Figura 12.5 - Imagem retirada do datasheet do 2MBI 400N-060 da Fuji Electric.

Por meio dessa imagem podemos ver que esse módulo possui algumas características interessantes. Por exemplo, a corrente no coletor possui uma limitação, e em casos contínuos, essa limitação é de 400 A, mas durante um pulso de 1ms, essa limitação sobe para 800 A, para ambas as direções (polaridade normal ou reversa).

• **Electrical Characteristics** (at $T_J=25^\circ\text{C}$)

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Zero Gate Voltage Collector Current	I_{CES}	$V_{GE}=0V$ $V_{CE}=600V$			2.0	mA
Gate-Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{CE}=0V$ $V_{GE}=\pm 20V$			30	μA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$V_{GE}=20V$ $I_C=400mA$	4.5		7.5	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{GE}=15V$ $I_C=400A$			2.8	V
Input capacitance	C_{ies}	$V_{GE}=0V$		26400		pF
Output capacitance	C_{oes}	$V_{CE}=10V$		5870		
Reverse Transfer capacitance	C_{res}	$f=1MHz$		2670		
Turn-on Time	t_{ON}	$V_{CC}=300V$		0.6	1.2	μs
	t_r	$I_C=400A$		0.2	0.6	
Turn-off Time	t_{OFF}	$V_{GE}=\pm 15V$		0.6	1.0	
	t_f	$R_G=4.7\Omega$		0.2	0.35	
Diode Forward On-Voltage	V_F	$I_F=400A$ $V_{GE}=0V$			3.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_F=400A$			350	ns

Figura 12.6 - Imagem das características elétricas do modelo citado anteriormente na Figura 11.5 retirada do datasheet.

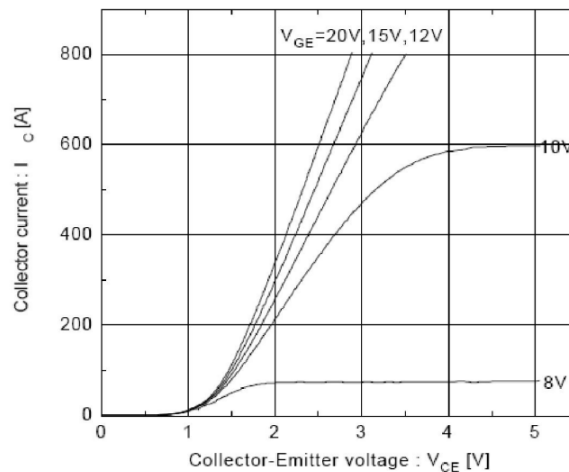


Figura 12.7 - Imagem da curva característica retirada do datasheet do modelo 2MBI.

12.4 Perdas no IGBT

As perdas no IGBT são semelhantes a todas as chaves, é a soma das perdas em condução, em corte e por chaveamento.

$$\begin{aligned}
 P_{TOT} &= P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW} \\
 P_{ON} &= V_{CE(SAT)} I_C \frac{t_{on}}{T} ; \quad P_{OFF} = V_{CE(MAX)} I_{LEAK} \frac{t_{off}}{T} ; \\
 P_{SW(ON)} &= \frac{1}{6} V_{CE(max)} I_{C(max)} t_r f ; \quad P_{OFF(SW)} = \frac{1}{6} V_{CE(max)} I_{C(max)} t_f f ; \\
 P_{SW} &= P_{SW(ON)} + P_{OFF(SW)} .
 \end{aligned}$$

Sabendo que:

- t_{on} e t_{off} são os tempos de condução e corte, respectivamente.
- t_r e t_f são os tempos para ligar e desligar a chave, respectivamente.

12.5 MOSFET ou IGBT

Os MOSFET's e os IGBT's possuem aplicações semelhantes. A escolha de qual usar depende das características do circuito.

Por exemplo:

- Para faixas de tensão e corrente
 - MOSFET: entre 100V/200A e 1000V/20A;
 - IGBT: em baixas frequências, 3kV/3kA.
- Analisando as perdas
 - Em aplicações de alta frequência (acima de 50kHz) deve-se preferir os MOSFET's.
 - Em aplicações em que as perdas por condução são mais importantes, deve-se preferir os IGBT's.

13 - Conversor CC-CA | Inversores

13.1 Introdução

Os **Inversores CC-CA** são dispositivos capazes de alimentar uma carga em corrente alternada ou em corrente contínua em ambos os sentidos, a partir de uma fonte de corrente contínua de polaridade fixa. Além disso, os inversores são uma aplicação ao qual os IGBT's são comumente utilizados.

Por exemplo, o circuito em **Ponte H**, muito usado para acionar motores CC e motores de passo, é um inversor.

13.2 Aplicações

Como exemplos de aplicações do inversor, pode-se citar:

- Controle de velocidade de motores de corrente alternada;
- Fontes de alimentação ininterrupta (no-break);
- Sistemas de alimentação embarcados.

Geralmente os sistemas de alimentação operam a frequência fixa, gerando a tensão alternada a partir de fontes CC, utilizando inversores.

Por exemplo, o sistema de distribuição de energia em aviões comerciais opera a 400 Hz.

13.2.1 UPS

Uma das aplicações de inversores é a UPS (Uninterruptible Power Supplies), que são fontes de alimentação ininterrupta, utilizadas em equipamentos críticos. Um exemplo comum de UPS é o no-break utilizado em computadores.

Os UPS também são usados em hospitais, em sistemas de iluminação, em sistemas de telecomunicações, etc. Normalmente, operam com tensão e frequências de saída fixas.

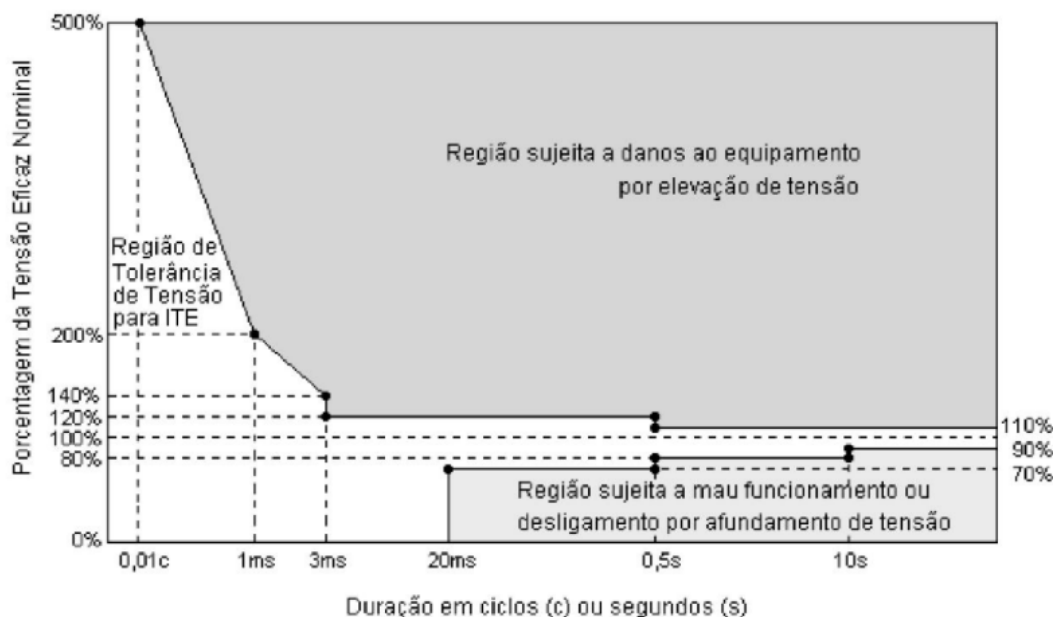


Figura 13.1 - Envelope de tolerância de tensão para sistemas computacionais.

A partir desse gráfico podemos inferir algumas informações, por exemplo, um surto de tensão, de 500%, desde que dure até 0,01ms não causará danos ao equipamento, porém se ultrapassar pode sujeitar o equipamento a danos por elevação de tensão. Se esse surto for de 200%, o equipamento resistirá até 1ms, e por assim vai.

Para as UPS são definidas três configurações básicas:

- Linha prioritária;
- Inversor prioritário;
- Interativo com a linha.

Todas as estruturas contém um elemento armazenador de energia que é, tipicamente, um banco de baterias.

Linha Prioritária:

- Carga normalmente alimentada pela rede;
- Detecção de falha e transferência em $\frac{1}{4}$ de ciclo;
- Também chamado de UPS off-line;
- Utilizado em sistemas de baixo custo e baixa potência, em operações que não são muito críticas.

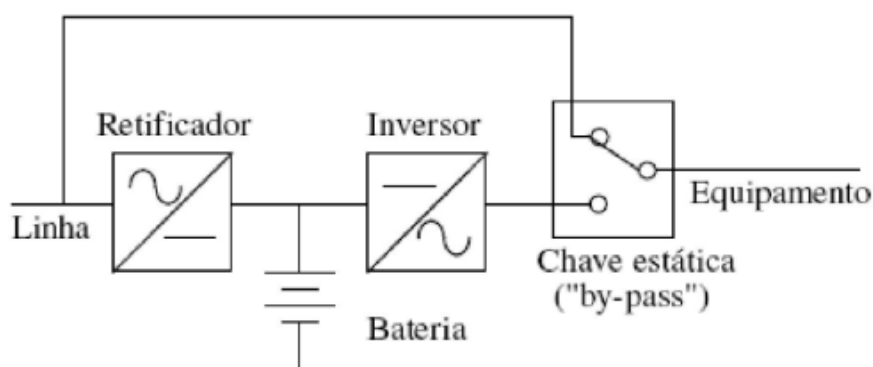


Figura 13.2 - Exemplo de um UPS linha prioritária. Percebe-se que a carga é alimentada a todo tempo pela rede.

Inversor Prioritário:

- Carga normalmente alimentada pelo inversor, que controla e estabiliza a tensão fornecida;
- Também chamado de UPS on-line;
- Conversor não altera sua operação em caso de falha na rede e não há nenhuma interrupção no fornecimento de tensão à carga;
- Utilizado em sistemas críticos.

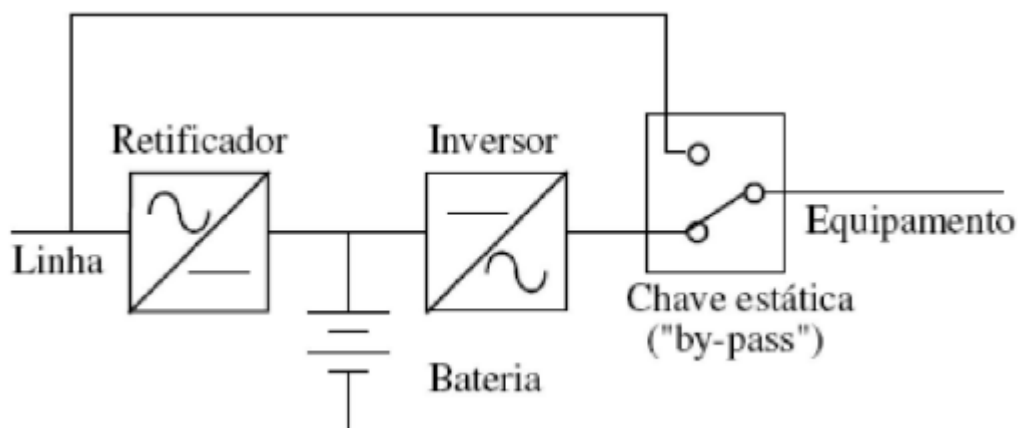


Figura 13.3 - Exemplo de um UPS com inversor prioritário. Percebe-se que a carga é alimentada a todo tempo pelo inversor.

Interativo com a linha:

- Com a rede funcionando, as baterias são carregadas através do inversor, enquanto a carga também é alimentada;
- Em caso de falha, a chave se abre e o inversor passa a alimentar a carga utilizando a energia da bateria;
- O inversor pode fornecer potência reativa.
- Aplicado em cargas de potência elevada que não sejam altamente críticas.

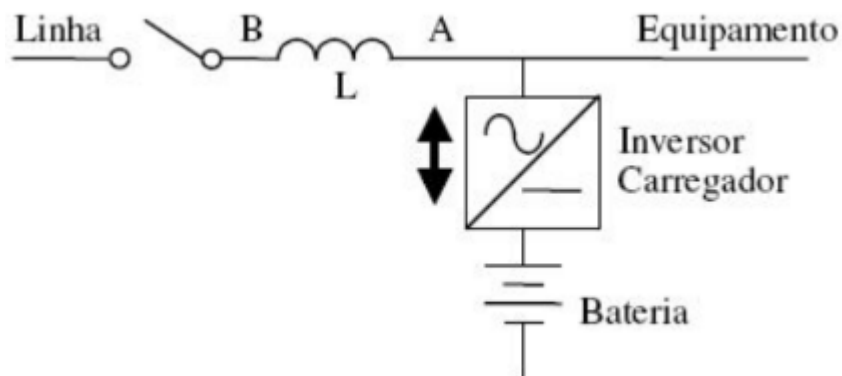


Figura 13.4 - Exemplo de um UPS interativo com a linha.

13.3 Ponte H

Uma **ponte H** é um circuito eletrônico projetado para controlar a direção do fluxo de corrente em um motor elétrico de corrente contínua (DC). Ela utiliza transistores ou dispositivos de comutação semelhantes para criar um arranjo que permite a inversão da polaridade aplicada ao motor, possibilitando seu movimento para frente ou para trás. A configuração em "H" deriva-se da disposição dos componentes, permitindo a comutação eficaz da corrente para controlar a direção do motor. Essa funcionalidade é fundamental em sistemas onde é necessário controlar a rotação do motor em ambas as direções.

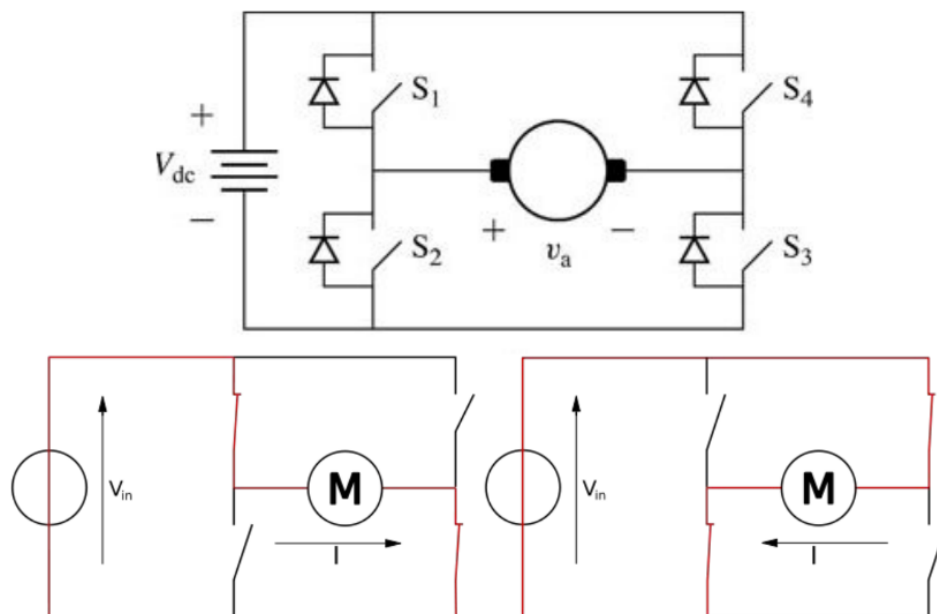


Figura 13.5 - Esquemático de como seria o circuito da ponte H.

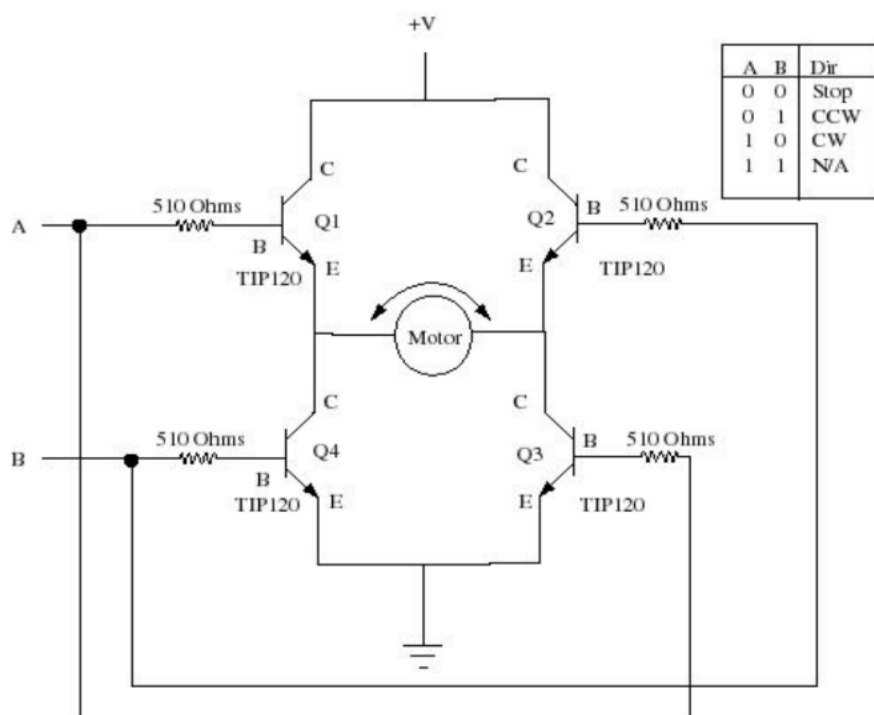


Figura 13.6 - Circuito prático de como seria a montagem da Ponte H para ligar um motor.

Um exemplo prático de um circuito de ponte H é o L298, que é um chip de ponte H usado para controlar motores DC em ambas as direções. Ele possui quatro transistores, permitindo a inversão da polaridade do motor. Com entradas de controle para direção e velocidade, é comum em projetos de robótica.

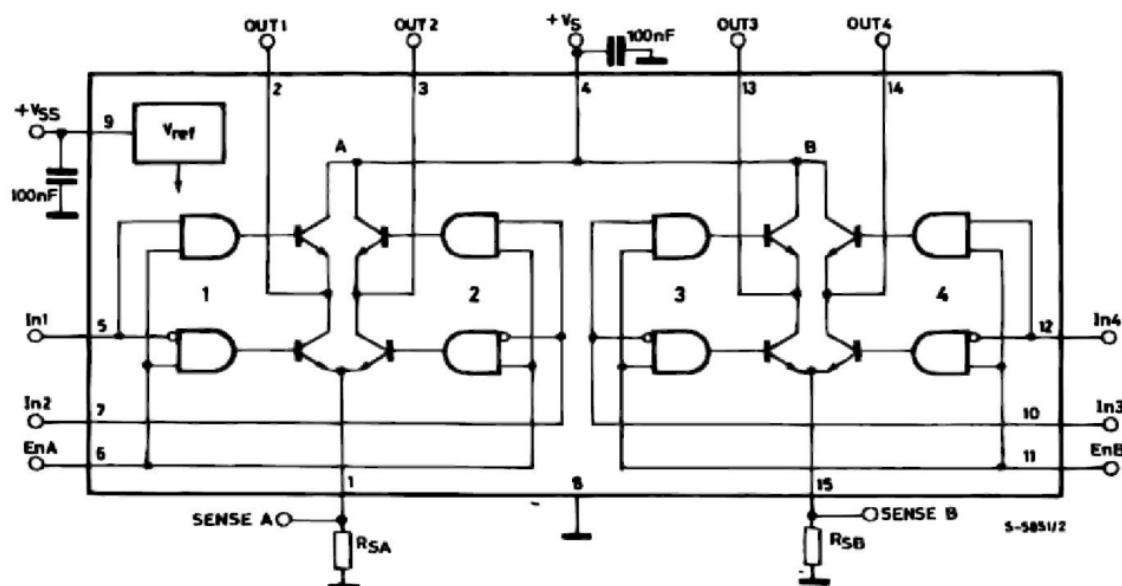


Figura 13.7 - Circuito elétrico da ponte H L298, retirada do datasheet.

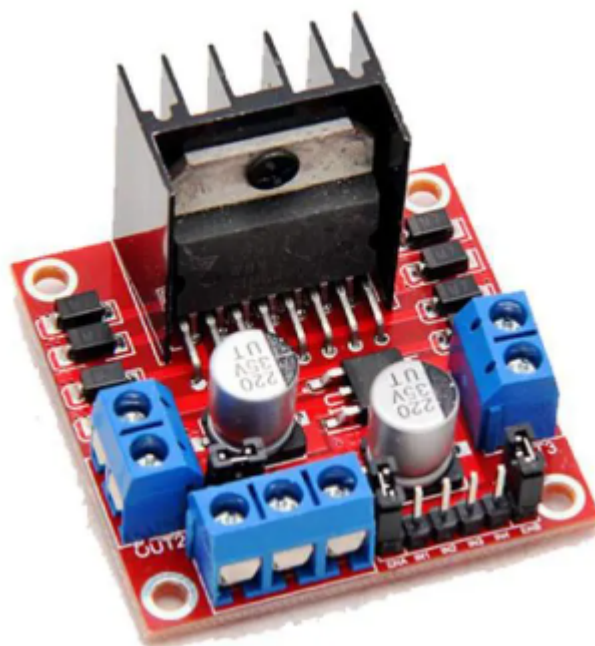


Figura 13.8 - Ponte H L298 com driver para motor DC comumente utilizada em arduino.

13.4 Formas de Onda

O ideal seria que a forma de onda de saída dos inversores fosse senoidal, porém, gerar tensão senoidal é complexo. Em aplicações de baixa potência ou pouco críticas, normalmente os inversores de UPS geram ondas de tensão quadradas.

As próprias cargas (indutivas) agem como filtro, suavizando a corrente resultante dessa onda quadrada.

A saída pode ser com tensão em onda quadrada, trapezoidal ou PWM. Os fabricantes chamam os de onda trapezoidal de saída em degrau ou onda “senoidal modificada”.

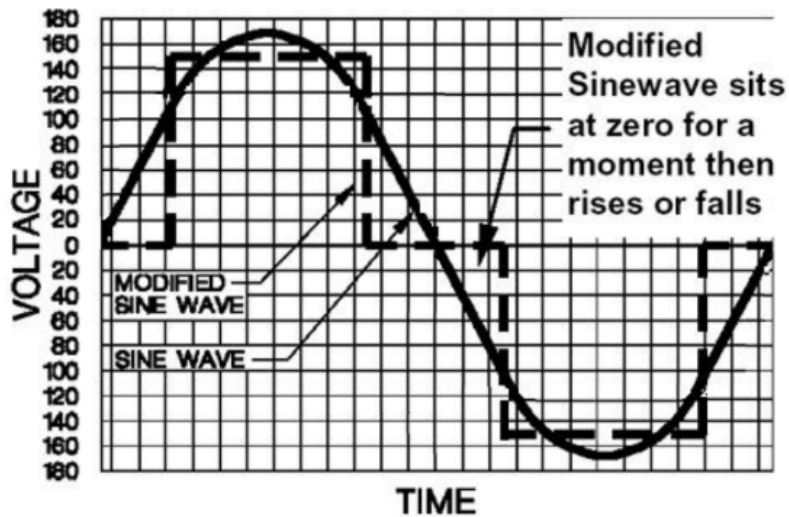


Figura 13.9 - Exemplo de como seria essa onda “senoidal modificada” em comparação com a senoidal.

Portanto, para a tensão média em metade de um ciclo, temos:

$$V_{0(AVG)} = E \frac{T/2 - t_0}{T/2} = E \left(1 - \frac{t_0}{T/2} \right) = E \left(1 - \frac{2t_0}{T} \right)$$

Logo, a tensão eficaz na carga é dada por:

$$V_{0(RMS)} = E \sqrt{1 - \frac{2t_0}{T}}$$

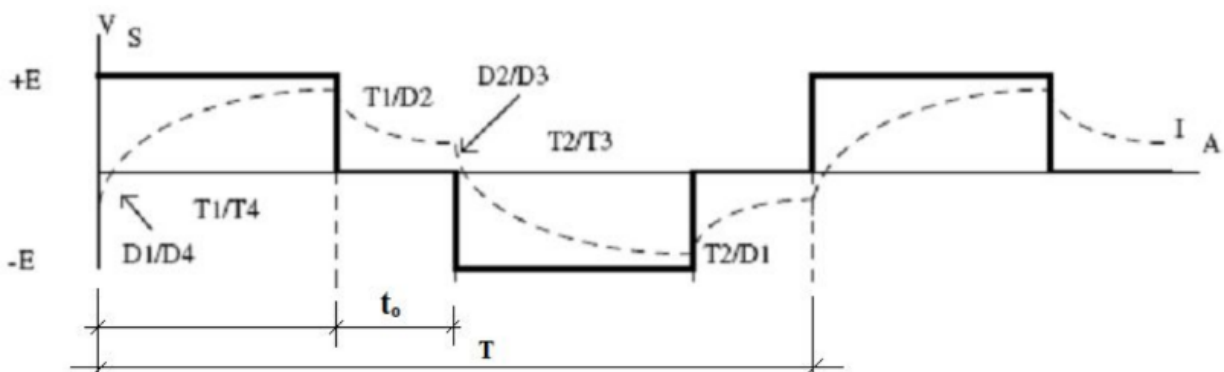


Figura 13.10 - Gráfico da tensão da carga e como se comporta à medida que E varia.

Inversor monofásico de onda quadrada alimentando carga monofásica indutiva: só é possível controlar a amplitude da tensão de saída variando o E .

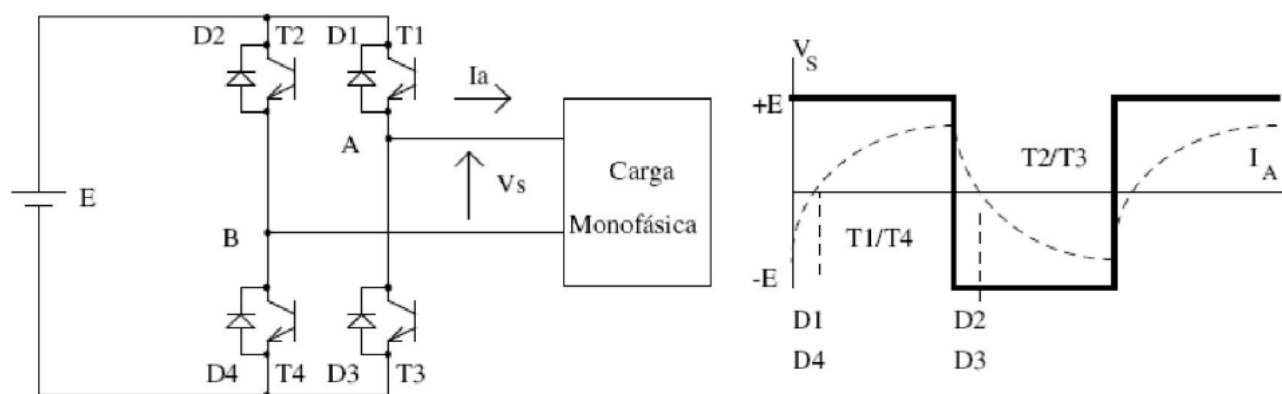


Figura 13.11 - Exemplo de um circuito e um gráfico que mostra o controle da amplitude da tensão com a variação do E .

O inversor monofásico de onda trapezoidal alimentando carga monofásica indutiva: permite ajustar a tensão eficaz de saída.

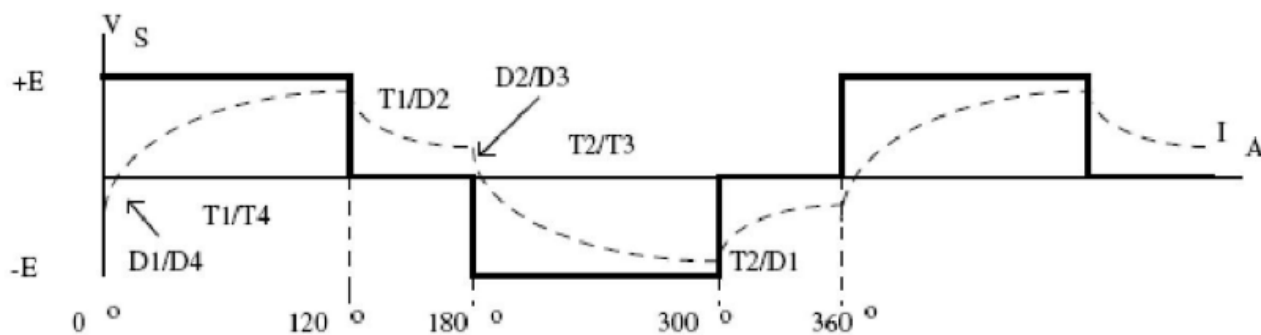


Figura 13.12 - Gráfico que explicita a onda trapezoidal e sua influência na tensão eficaz de saída.

Modulação por largura de pulso (PWM): variação mais suave de tensão e corrente mais senoidal.

Modulação PWM a dois níveis:

- Se a portadora for menor que a referência, então a saída é igual a tensão de alimentação, senão é o inverso da tensão de alimentação.

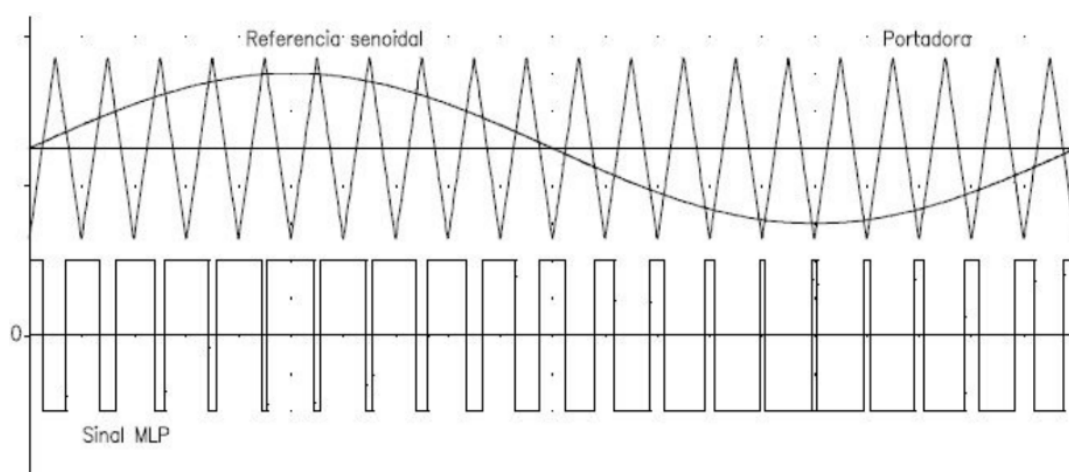


Figura 13.13 - Exemplo de como seria a aproximação de uma senoidal por uma modulação PWM.

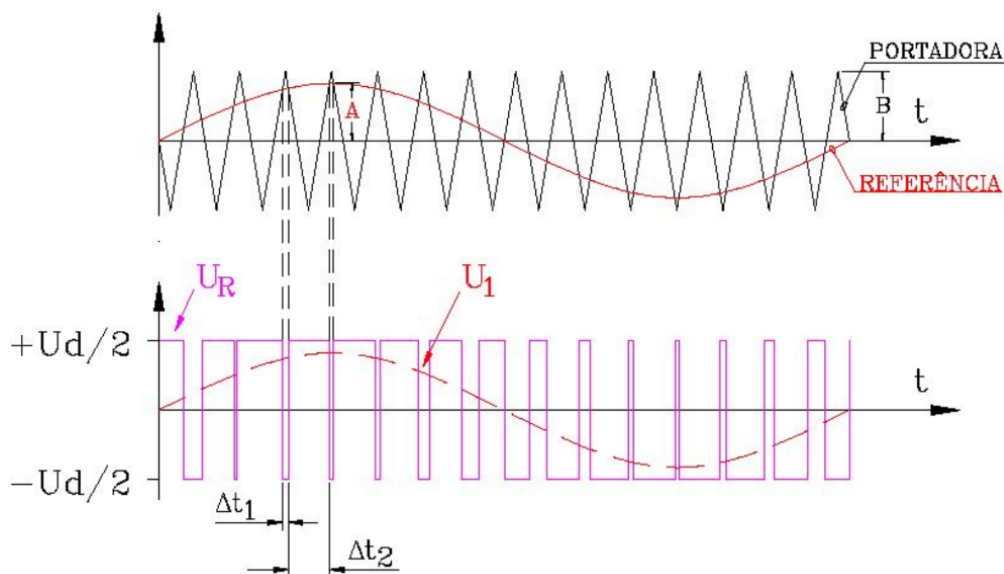


Figura 13.14 - Exemplo mais didático de como seria a análise do gráfico anterior da figura 12.13.

Modulação PWM a três níveis: menor conteúdo harmônico (menores frequências). Diferente da anterior, pode ter valores positivos, negativos ou zero.

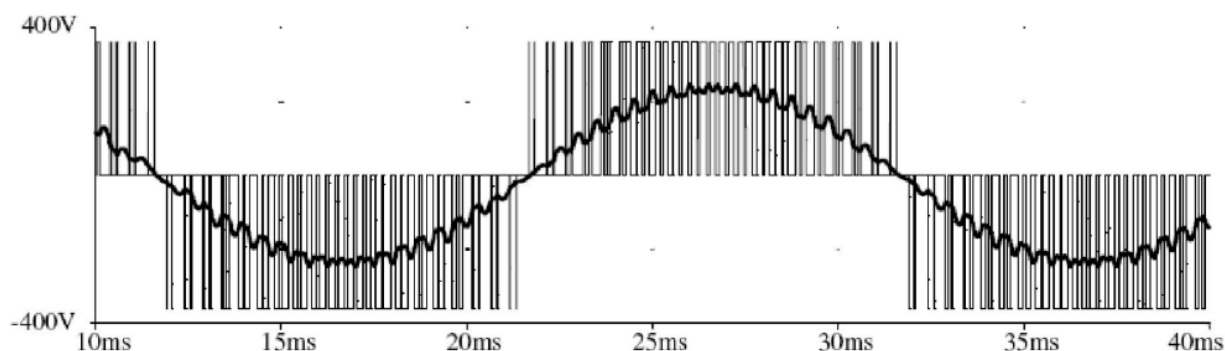


Figura 13.15 - Gráfico da tensão na carga em comparação com a onda PWM a três níveis.

13.5 Inversores Trifásicos

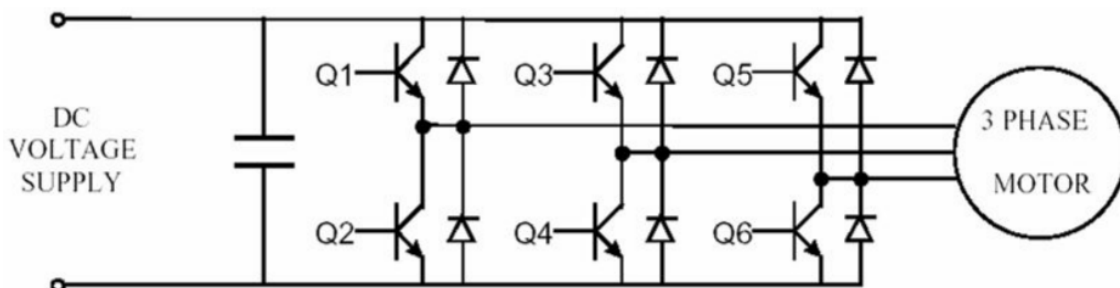


Figura 13.16 - Exemplo de um circuito trifásico com uma ponte de Graetz.

Nesse caso da figura acima, temos uma ponte trifásica de Graetz que alimenta um motor trifásico, por meio de uma alimentação contínua. Podemos notar que temos a presença de transistores nesta ponte, a qual permite aproximar as fases a uma onda senoidal a partir de um

sinal pwm que entra na base/gate de cada transistor (Q1~Q6). Temos também a presença de um capacitor de filtragem.

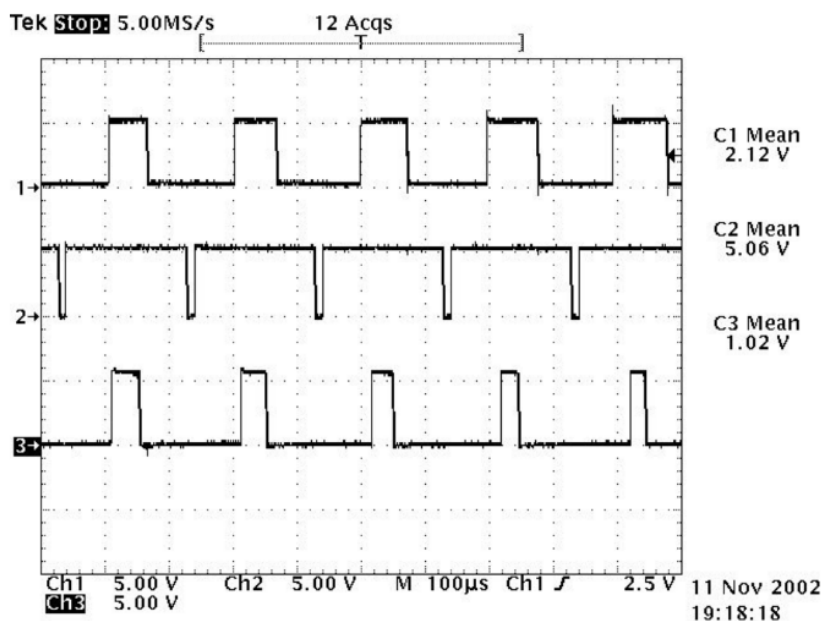


Figura 13.17 - Exemplo do sinal de acionamento do circuito anterior da figura 12.16.

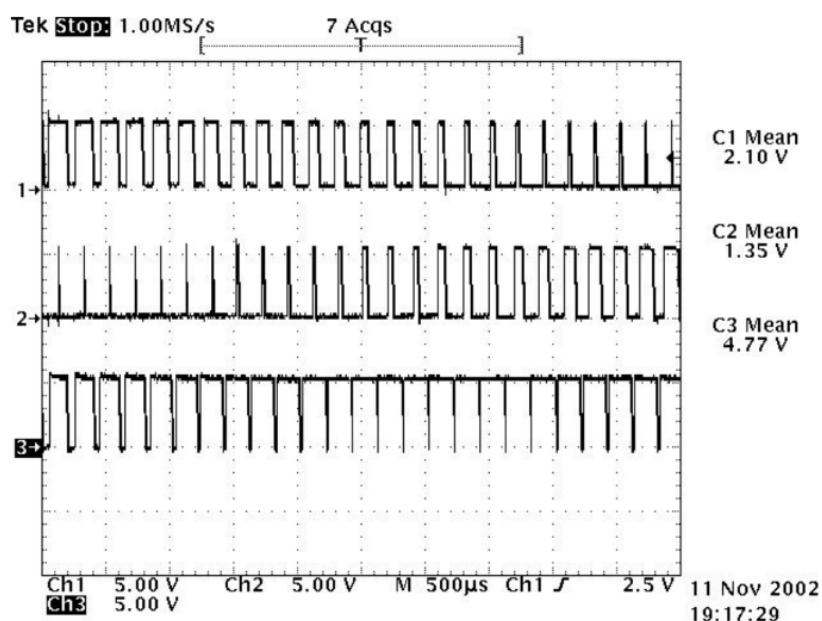
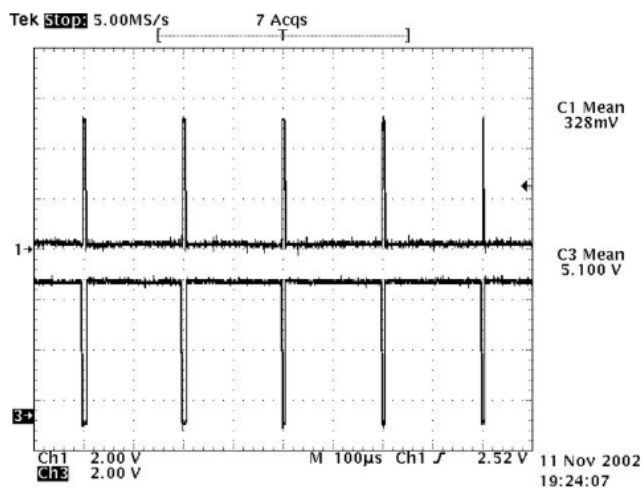


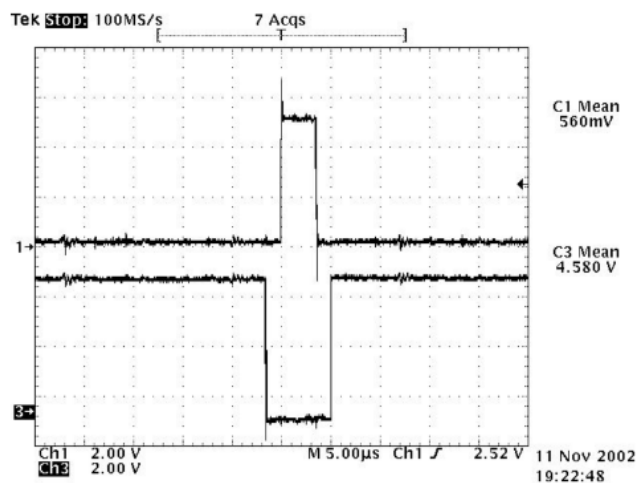
Figura 13.18 - Outro exemplo de um sinal de acionamento do circuito da figura 12.16.

Chaveamento de um braço: em momento algum dois transistores, como o da figura 12.16, pegamos o que possui Q1 e Q2 como exemplo, podem conduzir simultaneamente, pois isso implicaria em um curto da fonte DC, gerando uma corrente que conduzirá de forma descontrolada e ilimitada.

Para resolver esse problema é inserido o chamado **tempo morto**.



Sinais para chaves de um mesmo braço.



Mesmos sinais em outra escala: note o tempo morto.

Figura 13.19 - Exemplo do tempo morto, que no primeiro gráfico a escala não permite ver, porém ao ampliar (segundo gráfico) é possível ver o tempo morto.

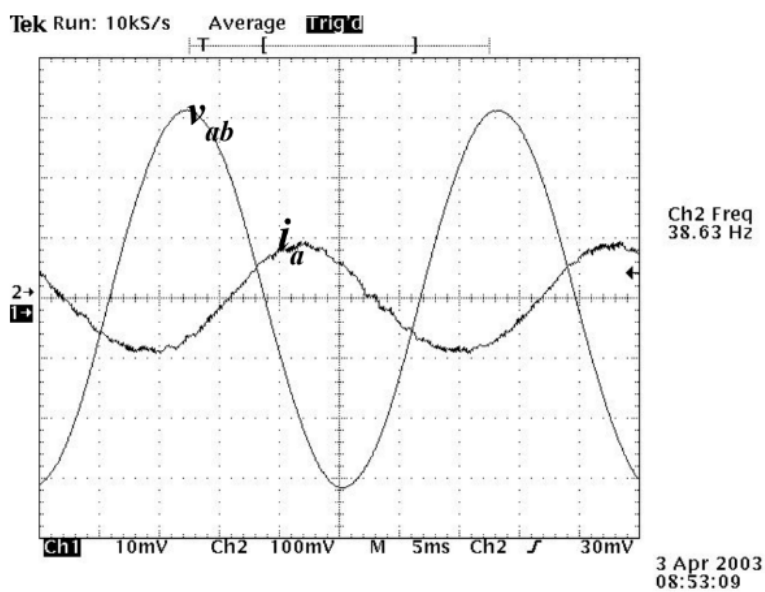


Figura 13.20 - Gráfico da corrente num inversor PWM conectado a um gerador de indução.

Inversor Integrado IR: 16A, 600V.

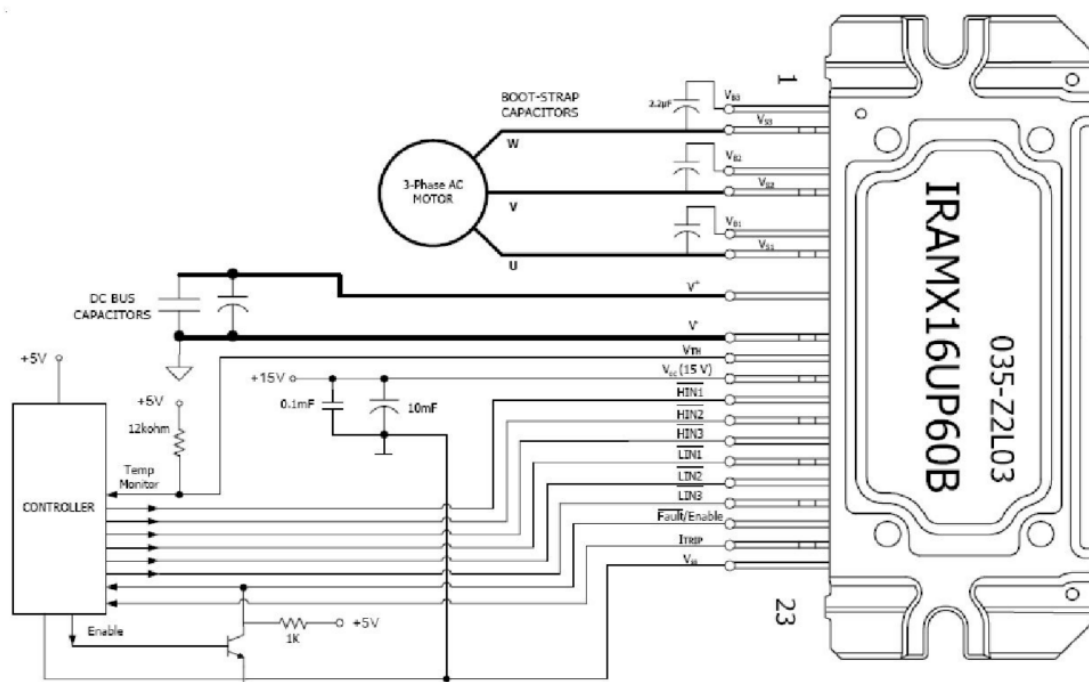


Figura 13.21 - Esquemático do inversor integrado IR: 16A, 600V.

13.6 Inversores para motores CA

Os inversores para motores CA são largamente utilizados para acionamentos de motores de indução. Eles permitem o controle da velocidade e da posição dos motores de indução.

Existem dois tipos básicos desse inversor:

- Escalar (ou também conhecido por V/Hz constante);
- Vetorial (ou orientação de campo).

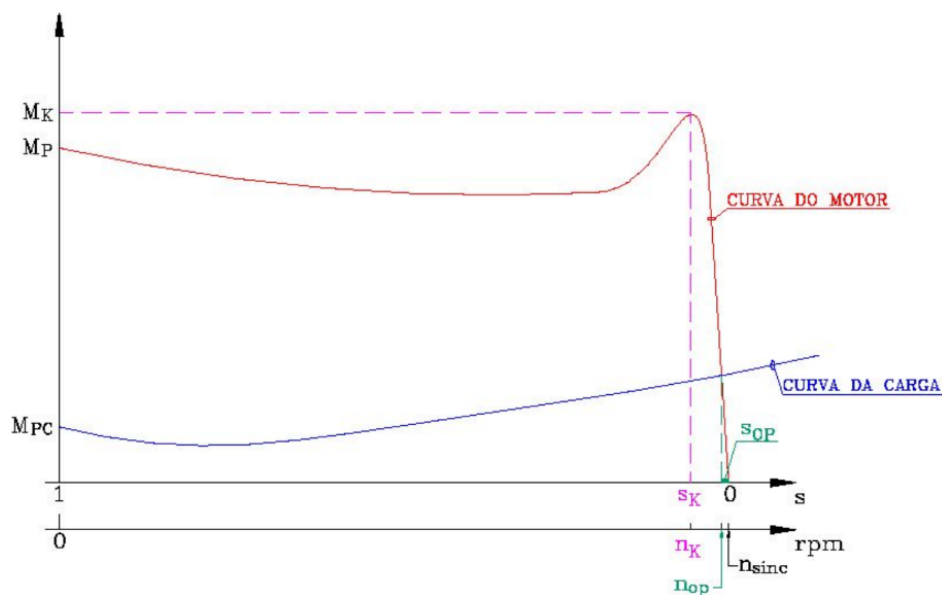


Figura 13.22 - Gráfico da curva de torque do motor de indução em comparação com a curva da carga.

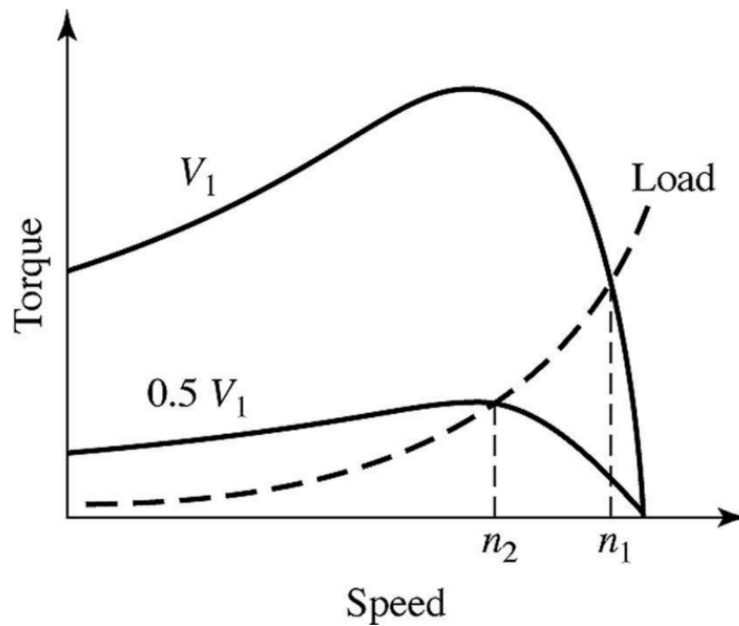


Figura 13.23 - Gráfico de duas curvas de torque comparado com a carga.

Na figura 23 é possível inferir algumas informações, por exemplo, um motor com metade da tensão comum dele possui um quarto do torque inicial original, que nos remete ao ensinamento de máquinas, que o torque é proporcional ao quadrado da tensão.

Em cada curva temos pontos de equilíbrio com a carga diferentes, ou seja, variando a tensão, podemos manipular esse ponto.

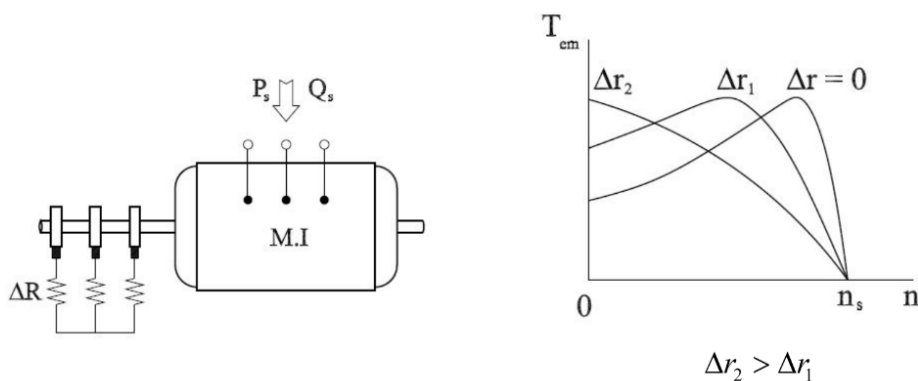


Figura 13.24- Gráfico de como é a variação da resistência de um rotor.

Por esse gráfico, podemos inferir que a resistência interfere diretamente na curva de torque do rotor, e se desenharmos também a curva da carga, podemos também alterar por meio da resistência os pontos de equilíbrio, variando assim as velocidades.

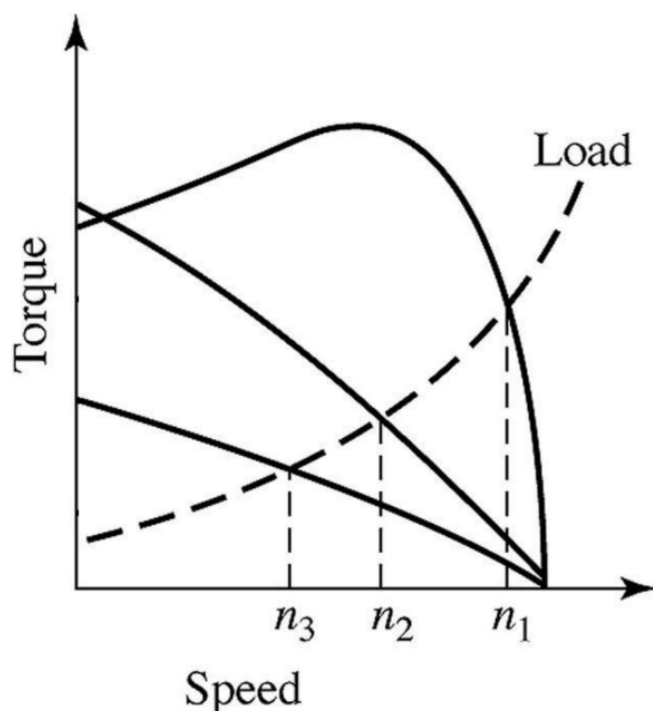


Figura 13.25 - Gráfico com a curva de carga e os diferentes pontos de equilíbrio para cada curva de torque.

Variação da frequência com V/Hz constante

Até a velocidade nominal (sem resistência nenhuma):

R_1 desprezível R_1 não desprezível

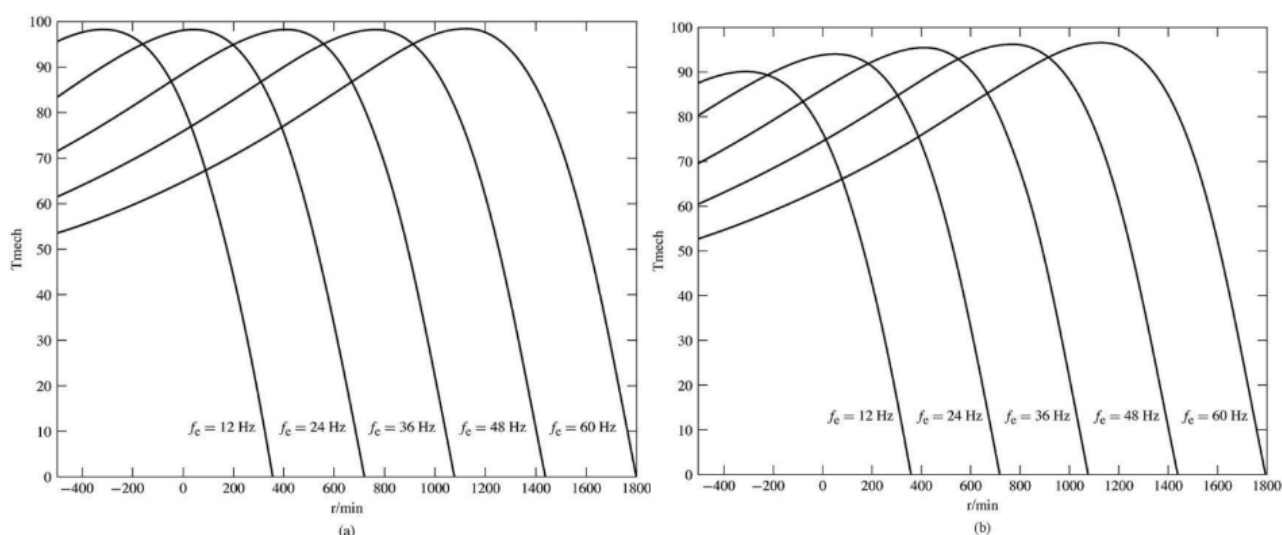


Figura 13.26 - Gráfico que mostra o comportamento da curva de torque variando a frequência.

O R_1 seria a resistência do estator do motor, e na direita temos um valor significativo, e na esquerda um valor desprezível.

O que podemos analisar desse gráfico é que, olhando para o gráfico da esquerda, caso o nosso sistema tenha uma pequena flutuação na frequência, por exemplo, ele é de 36Hz porém possui uma variação de $\pm 0.5 \text{ Hz}$, a curva irá possuir o mesmo comportamento, e essa variação

não afetará ela. Pois, pelo gráfico, vemos que independente da frequência, o molde da curva é a mesma (angulação de subida, descida, etc).

Agora, acima da velocidade nominal, ainda é possível operar o motor, porém deve-se manter a tensão nominal do motor.

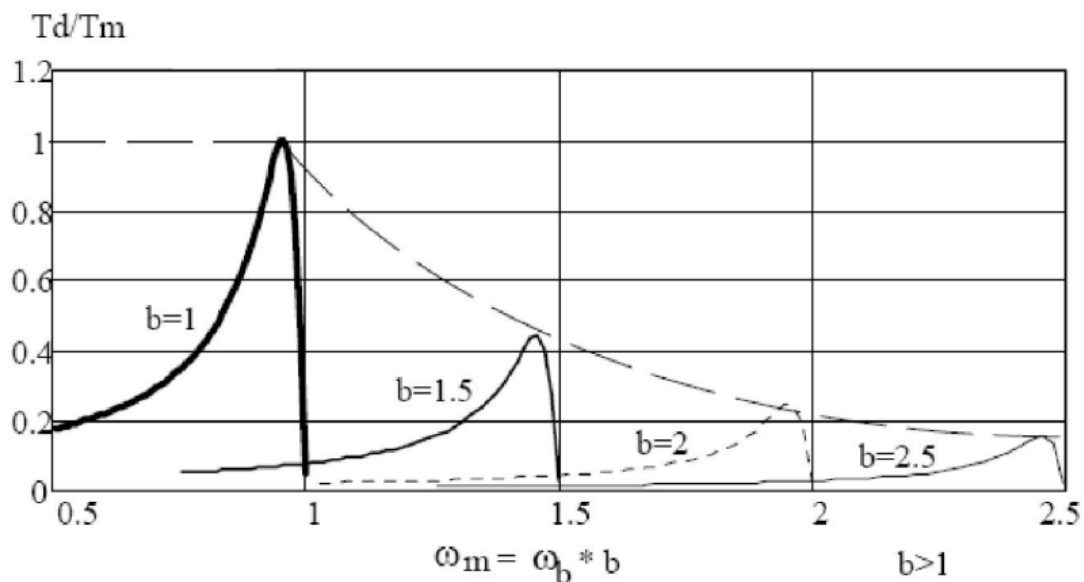


Figura 13.27 - Comportamento da tensão do motor sobre o torque à medida que aumenta a velocidade acima da nominal.

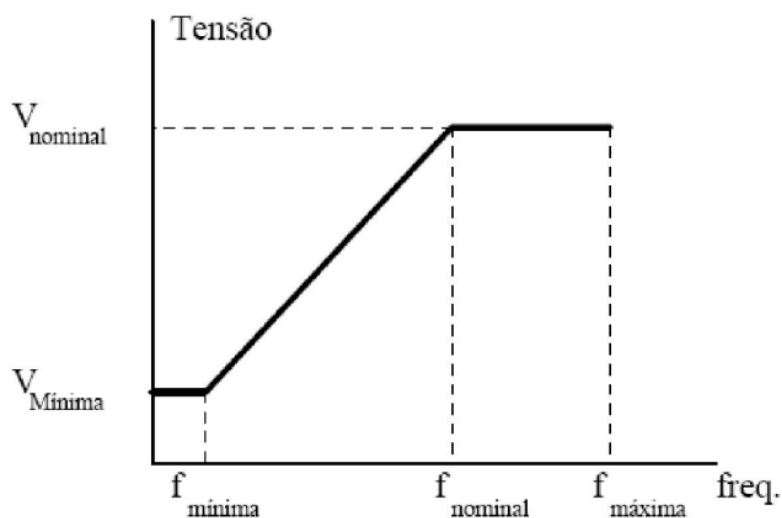


Figura 13.28 - Gráfico da relação típica entre tensão e frequência para o acionamento de motores de indução.

Inversores Comerciais



Figura 13.29 - Exemplos de inversores Comerciais.

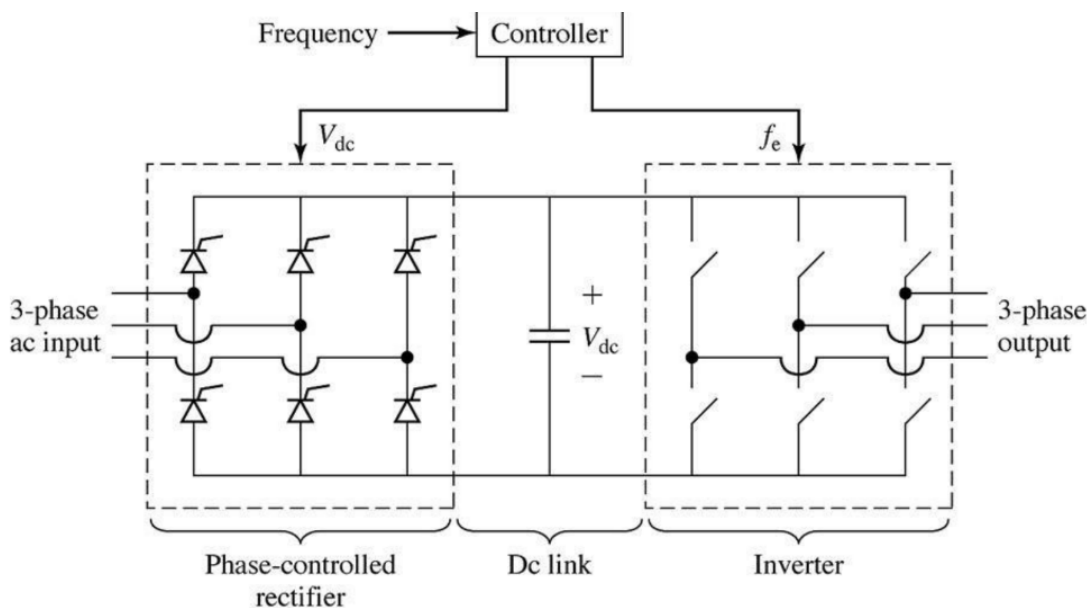


Figura 13.30 - Diagrama de bloco que ilustra o funcionamento de um inversor comercial.

Os inversores de melhor desempenho e que geram ondas de corrente mais próximas de uma senóide são aqueles que utilizam a técnica de chaveamento PWM.

A tensão continua sendo quadrada, mas a largura de pulso varia continuamente de modo a representar a variação de tensão a cada intervalo.

Inversores Escalares

Algumas características dos inversores escalares:

- Possui uma saída com tensão e frequência variáveis de acordo com uma curva pré-programada.
- Não são precisos em baixas velocidades.
- Não impõem torque com velocidade zero.

Aplicações:

- ventiladores, bombas, centrífugas, serras, furadeiras, máquina de lavar roupas, etc.

Inversores Vetoriais

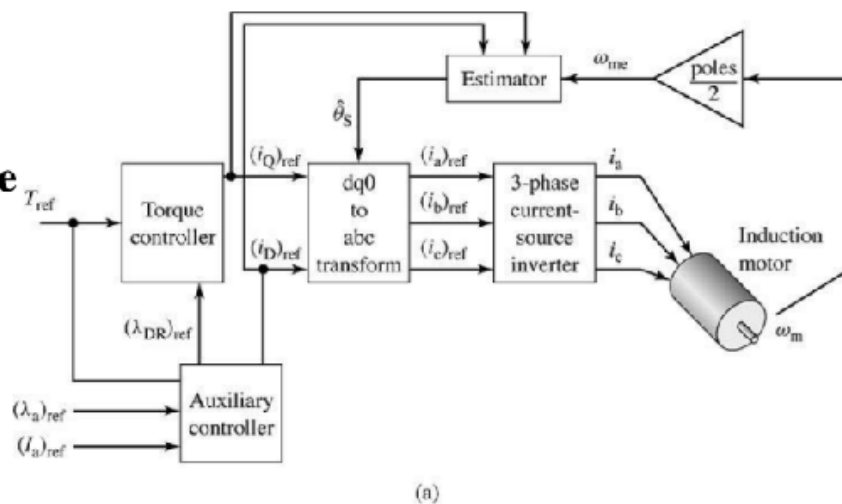
Algumas características dos inversores vetoriais:

- Mantêm o fluxo constante e controlam o torque através do controle de corrente.
- Dependem dos parâmetros do motor;
- Impõem torque com velocidade zero;
- Controle mais preciso de velocidade;
- Melhor resposta dinâmica;

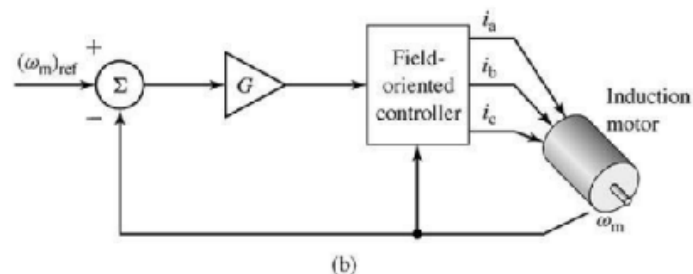
Aplicações:

- Elevadores, tração de trens, ônibus e carros, acionamentos sincronizados em velocidade ou torque, etc.

(a) Diagrama de Blocos de esquema de controle por orientação de campo (Controle Vetorial).



(b) Diagrama de Blocos de uma malha de controle de velocidade que utiliza controle vetorial.



Referências

Ahmed, Ashfaq. Eletrônica de Potência. Pearson Prentice Hall, 2000.

Rashid, Muhammad H. Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações. Makron Books do Brasil, 1999.

Pomílio, J.A. Eletrônica de Potência. UNICAMP (apostila para o curso de pós-graduação), 2009.

Fitzgerald, A. E. et. al. Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência. Bookman. 6a ed. 2006.

Brumatti, Márcio. Eletrônica de Potência. CEFETES (apostila). 2005.

Barkhordarian, Vrej. Power MOSFET Basics. International Rectifier.

Texas Instruments. SWITCHING REGULATORS.

http://en.wikipedia.org/wiki/Switched-mode_power_supply

<https://materialpublic.imd.ufrn.br/curso/disciplina/1/58/2/2>

<https://www.usinainfo.com.br/blog/motor-de-passo-arduino-bipolar-controlando-motores-via-driver-a4988/>

<https://www.electricalibrary.com/2017/12/28/como-funciona-o-motor-de-inducao/>

<https://www.blogmecanicos.com/2021/03/que-diferencias-hay-entre-un-motor.html>

<https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/htmlfile/harmo/fpcap3/cap3.html>

<https://forum.arduino.cc/t/pmw-with-duty-cycle/918148>

https://www.researchgate.net/figure/Rise-time-tr-and-fall-time-t-f-in-a-LED-According-to-these-two-values-the-minimum_fig1_345212996

 conhecimentolivre.org/home
 contato@conhecimentolivre.org
 [editoraconhecimentolivre](https://www.instagram.com/editoraconhecimentolivre)


EDITORIA CONHECIMENTO LIVRE



ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

FLAVIO BARCELOS BRAZ DA SILVA