

4. Conversores CA-CC e CA-CA

Este capítulo faz uma revisão de alguns conceitos básicos dos retificadores e de conversores CA-CA, com foco nas topologias que tenham aplicações no o sistema de energia elétrica. Um tratamento mais detalhado, incluindo outros usos (como o acionamento de máquinas elétricas) é feito na disciplina Eletrônica de Potência I¹ (IT302).

4.1 Retificadores

A conversão CA-CC é realizada por conversores chamados retificadores. O que se espera de um retificador é que, em sua saída, seja disponibilizada uma tensão ou uma corrente CC, normalmente com pequena ondulação relativa ao respectivo valor médio. A redução da ondulação é obtida com a devida filtragem, empregando capacitores para filtrar a tensão e indutores quando se trata de filtragem da corrente. O nível de filtragem necessário é estabelecido pela aplicação específica, ou seja, por critérios referentes à carga alimentada. Na entrada (lado CA) considera-se sempre a presença de uma tensão alternada, idealmente com forma senoidal.

No foco da disciplina de Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica, tais conversores possuem aplicações em três contextos:

- Na geração assíncrona, para converter a potência gerada em CA (em qualquer frequência) para um estágio intermediário em CC. Ao processo de retificação segue uma conversão CC-CA (que será estudada em capítulo posterior) e, então, uma conexão síncrona com a rede.
- Na transmissão, a aplicação de retificadores acontece nos sistemas de transmissão em corrente contínua, normalmente de alta tensão (HVDC). Há ainda a aplicação de retificadores na interligação de sistemas assíncronos como, por exemplo, nas subestações de Uruguiana² e Garabi (RS) que interligam os sistemas brasileiro e argentino (50 Hz) e permitem a importação ou a exportação de eletricidade com o país vizinho.
- Na distribuição, os retificadores (principalmente os não controlados) se constituem na principal interface entre cargas eletrônicas e a rede. Sua característica não linear é a principal causa de distorções na corrente e, conseqüentemente, na tensão.

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

Os retificadores não controlados são os que utilizam apenas diodos como elementos de retificação, enquanto os controlados utilizam tiristores ou transistores.

Usualmente topologias em meia onda não são aplicadas. A principal razão é que, nesta conexão, a corrente média da entrada apresenta um nível diferente de zero. Tal nível contínuo pode levar elementos magnéticos presentes no sistema (indutores e transformadores) à saturação, o que é prejudicial, ou ainda a uma subutilização do material ferromagnético do núcleo. Topologias em ponte completa absorvem uma corrente média nula da rede, não afetando, assim, tais elementos magnéticos.

¹<https://site.fee.unicamp.br/antenor/it302-eletronica-de-potencia-i-pos-graduacao>

² Em 1994 foi inaugurada a estação conversora Uruguiana, localizada no município de Uruguiana, no extremo oeste do estado do Rio Grande do Sul, na fronteira com a Argentina, com capacidade instalada de 50 MW. Essa Conversora é utilizada para atendimentos emergenciais ao Brasil e à Argentina. Em 2000 entrou em operação a estação conversora de frequência Garabi 1, com capacidade nominal de 1.100 MW, no município de Garruchos-RS, sendo esta a primeira etapa de uma interligação internacional de grande porte entre a Argentina e o Brasil. Esta interligação foi concluída em 2002, com a entrada em operação da estação Garabi 2, com mais 1.100 MW de capacidade nominal. Essa interligação teve como objetivo principal a possibilidade de importação de energia elétrica pelo Brasil, sendo modelada no sistema brasileiro como uma oferta análoga a uma usina termoeletrica instalada na fronteira do Brasil com a Argentina, assim como para atendimentos frente a emergências no sistema brasileiro ou argentino.

http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/relatorio_intercambio_internacional_201903.pdf

A figura 4.1 mostra símbolo do diodo, o circuito e as formas de onda com carga resistiva para um retificador monofásico com topologia de meia-ponte, também chamado de meia-onda. Um diodo entra em condução quando a tensão V_{ak} (de anodo para catodo) for positiva. Apresenta uma pequena queda de tensão (em torno de 0,7 V) que, por simplicidade, será desconsiderada nas análises que seguem.

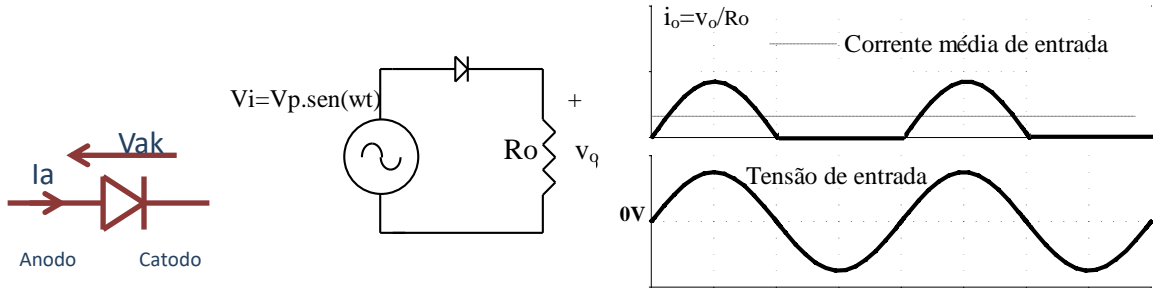


Figura 4.1 Símbolo do diodo, topologia e formas de onda (com carga resistiva) de retificador monofásico não controlado, meia onda.

4.2 Retificadores não controlados

A figura 4.2 mostra topologias de retificadores monofásicos a diodo (não controlados). Neste caso não há possibilidade de controlar a tensão de saída devido à ausência de interruptores controláveis.

Um retificador com filtro capacitivo (fig. 4.2.a) faz com que a tensão CC se apresente alisada, com valor médio próximo ao valor de pico da tensão de entrada. O capacitor se carrega com a tensão de pico da entrada (desprezando a queda nos diodos). Quando a tensão de entrada se torna menor do que a tensão no capacitor os diodos ficam bloqueados e a corrente de saída é fornecida exclusivamente pelo capacitor, o qual vai se descarregando, até que, novamente, a tensão de entrada fique maior, recarregando o capacitor. A forma de onda da corrente de entrada é muito diferente de uma senoide, apresentando pulsos de corrente nos momentos em que o capacitor é recarregado, como mostrado na figura 4.3. Esta é a configuração mais comum dos retificadores usados em cargas eletrônicas, devido à boa qualidade da tensão CC obtida e ao custo reduzido do filtro capacitivo. Tipicamente compõe o estágio de entrada de lâmpadas eletrônicas e fontes de alimentação de equipamentos eletrônicos. Caracteriza-se, assim, como a principal carga ligada nas instalações residenciais e comerciais de baixa tensão.

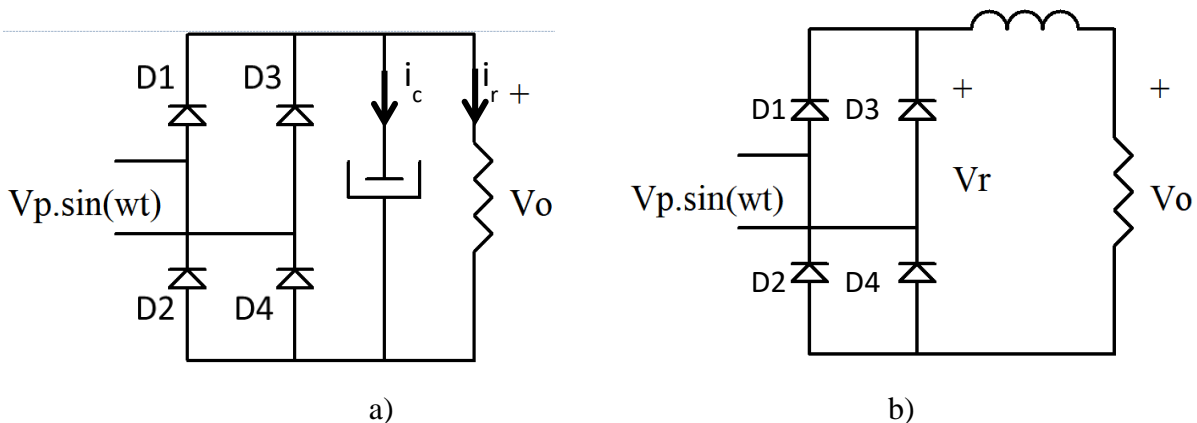


Figura 4.2 Retificadores monofásicos não controlados, de onda-completa.

Para o retificador com filtro indutivo (fig. 4.2.b), a carga tende se comportar como uma fonte de corrente. Dependendo do valor da indutância, a corrente de entrada pode se apresentar quase como uma corrente quadrada, como mostrado na figura 4.4. Para valores reduzidos de indutância, a corrente tende a uma forma que depende do tipo de componente à sua jusante. Se for apenas uma resistência,

tende a uma senóide. Se for um capacitor, tende à forma de pulso, mas apresentando uma taxa de variação (di/dt) reduzida.

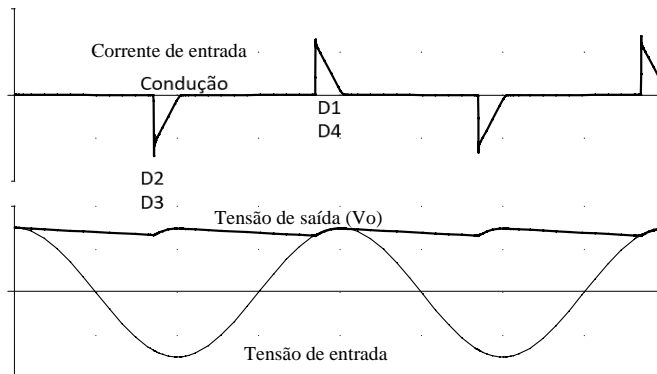


Figura 4.3 Formas de onda para retificador monofásico não controlado, onda completa, com filtro capacitivo.

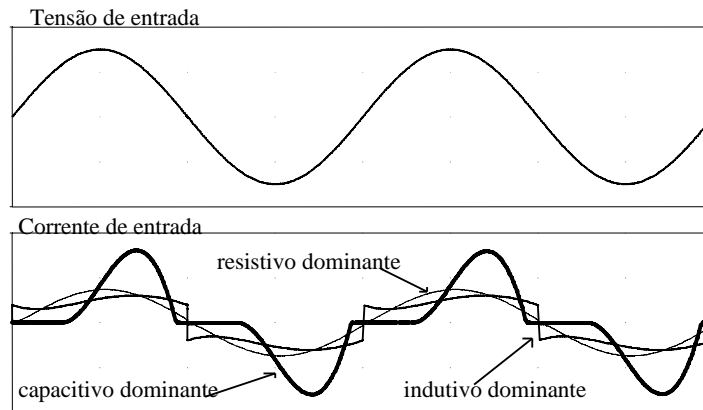


Figura 4.4. Formas de onda no lado CA para retificador monofásico, onda-completa, não controlado, filtro ou carga indutiva.

4.2.1. Retificadores não controlados com entrada trifásica

Quando a potência da carga alimentada se eleva, normalmente são utilizados retificadores trifásicos, como mostra a figura 4.5, a fim de, distribuindo a corrente entre as três fases, evitar desequilíbrios. Tais conexões são mais comuns em ambientes industriais.

Neste caso a corrente é fornecida, a cada intervalo de 60 graus, por apenas duas das três fases. Poderão conduzir aquelas fases que tiverem, em módulo, as duas maiores tensões. Ou seja, a fase que for mais positiva, poderá levar o diodo a ela conectado, na semiponte superior, à condução. Na semiponte inferior poderá conduzir o diodo conectado à fase com tensão mais negativa. Pela fase com tensão intermediária não haverá corrente.

A figura 4.6 mostra formas de onda típicas considerando que o lado CC é composto, predominantemente, por uma carga resistiva, indutiva ou capacitiva. No primeiro caso a corrente segue a mesma forma da tensão sobre a carga, ou seja, uma retificação de seis pulsos. Quando um filtro indutivo é utilizado, tem-se um alisamento da corrente, de modo que a onda apresenta-se praticamente retangular. Já com um filtro capacitivo (mantendo ainda uma pequena indutância série), tem-se os picos de corrente. Com o aumento da indutância tem-se uma redução dos picos e, eventualmente, a corrente não chega a se anular.

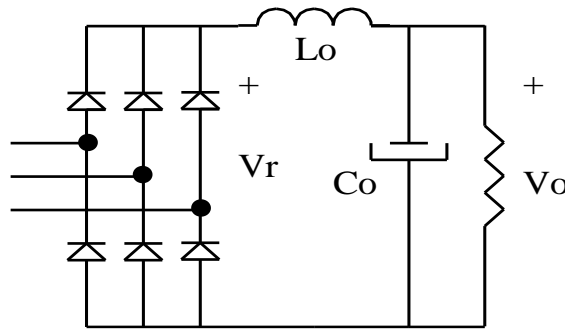


Figura 4.5 Retificador trifásico, onda completa, não controlado.

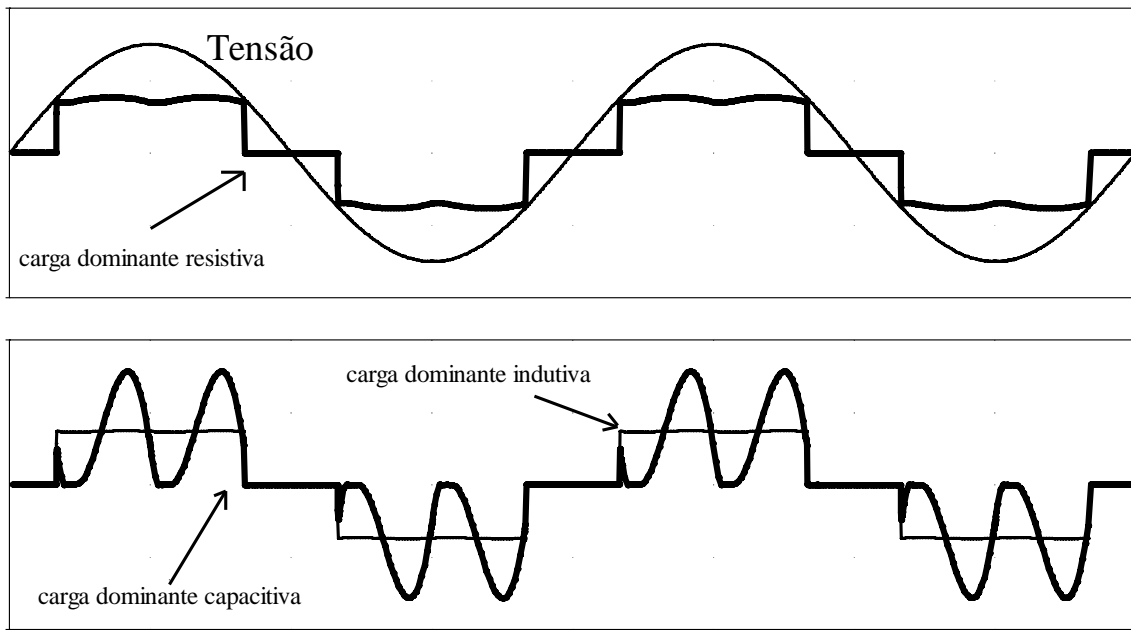


Figura 4.6 Formas de onda no lado CA para retificador trifásico, onda-completa, não controlado, alimentando diferentes tipos de carga.

4.3 Fator de Potência

A atual regulamentação brasileira do fator de potência estabelece que o mínimo fator de potência (FP) das unidades consumidoras é de 0,92, com o cálculo feito por média horária. O consumo de reativos além do permitido (0,425 varh por cada Wh) pode ser cobrado do consumidor. No intervalo entre 6 e 24 horas isto ocorre se a energia reativa absorvida for indutiva e das 0 às 6 horas, se for capacitiva³.

Uma discussão mais aprofundada desse tema será feita na sequência dessa disciplina, quando forem apresentadas as teorias de potência elétrica.

4.3.1. Definição de Fator de Potência

Em um circuito monofásico, Fator de Potência é definido como a relação entre a potência ativa (P) e a potência aparente (S) associadas a uma instalação, dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem, desde que sejam periódicas (período T).

³ Crestani, M. “Com uma terceira portaria, o novo fator de potência já vale em abril”. Eletricidade Moderna, ano 22, nº 239, fevereiro de 1994.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} \quad (4.1)$$

Nestas condições, a equação (4.1) é sempre válida. Em um sistema monofásico com **formas de onda senoidais**, a equação anterior torna-se igual ao cosseno da defasagem entre as ondas de tensão e de corrente, que é um conceito tradicional, mas de validade muito limitada, posto que tanto a tensão quanto, principalmente, a corrente, não mais possuem forma senoidal devido à grande presença de cargas não lineares.

$$FP_{seno} = \cos \phi \quad (4.2)$$

Quando apenas a tensão de entrada for senoidal, o FP pode expresso por:

$$FP_{V_{seno}} = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cdot \cos \phi_1 \quad (4.3)$$

onde I_1 é o valor eficaz da componente fundamental e ϕ_1 é a defasagem entre esta componente da corrente e a onda de tensão. Considerando que a tensão, mesmo nas redes de baixa tensão, ainda apresenta forma com pequena distorção, essa aproximação é razoável. Note-se, no entanto, que (4.1) dá sempre o valor correto do FP.

Neste caso, a potência ativa de entrada é dada pela média do produto da tensão (senoidal) por todas as componentes harmônicas da corrente (não senoidal). Esta média é nula para todas as harmônicas exceto para a fundamental, devendo-se ponderar tal produto pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente. Desta forma, o fator de potência é expresso como a relação entre o valor eficaz da componente fundamental da corrente e a corrente eficaz de entrada, multiplicada pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente.

A relação entre as correntes é chamada de *fator de forma da corrente* e o termo em cosseno é chamado de *fator de deslocamento da fundamental*.

Por sua vez, o valor eficaz da corrente de entrada também pode ser expresso em função das componentes harmônicas:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (4.4)$$

Define-se a Distorção Harmônica Total – DHT (em inglês, THD - *Total Harmonic Distortion*) como sendo a relação entre o valor eficaz das componentes harmônicas da corrente e o da fundamental:

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (4.5)$$

Assim, o FP pode ser rescrito como:

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + DHT^2}} \quad (4.6)$$

É evidente a relação entre o FP e a distorção da corrente absorvida da linha. Neste sentido, existem normas que regulamentam os valores máximos das harmônicas de corrente que uma instalação (norma IEEE 519), dispositivo ou equipamento (Normas da série IEC 61000-3) pode injetar na linha de alimentação. A limitação da injeção de correntes harmônicas visa proteger a tensão de distorções.

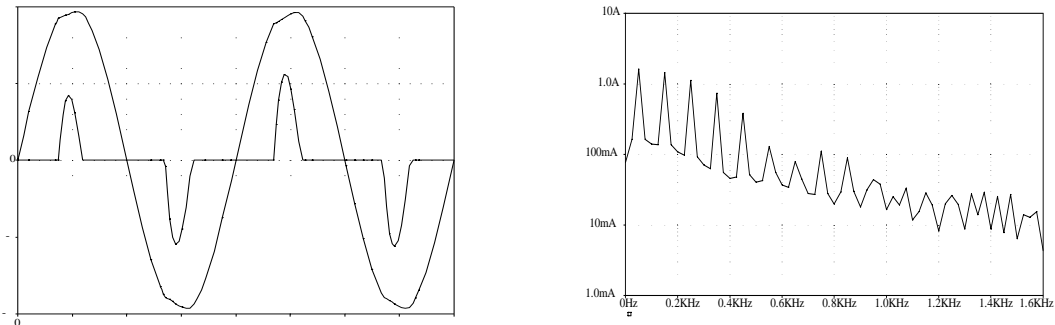


Figura 4.7 Corrente de entrada, tensão de alimentação e espectro da corrente de retificador alimentando filtro capacitivo.

A legislação brasileira (considerando as definições da ANEEL) é anacrônica, uma vez que não usa a potência aparente na definição do FP. Ao invés disso, coloca no denominador “a raiz quadrada da potência (ou energia) ativa ao quadrado somada com a potência (ou energia) reativa ao quadrado”.

O principal problema desta formulação é que não existe uma definição precisa do que seja “potência reativa” em situações não senoidais. Note que a definição a partir da potência aparente se aplica a qualquer forma de onda, desde que periódica.

A pergunta é, portanto: Por que a legislação não faz uso da definição de potência aparente para definir o Fator de Potência?

A resposta tem a ver com a realidade tecnológica dos primórdios da eletrificação. No início do século passado foram desenvolvidos medidores de potência ativa para tarifação dos usuários. Tais medidores eletromecânicos (“relógios”) se baseiam na produção de um movimento de rotação de um disco metálico o qual, associado a um mecanismo de engrenagens, aciona um contador, registrando, efetivamente, a integral no tempo da potência elétrica, ou seja, a energia ativa (kWh). Tal equipamento ainda é utilizado na maioria das unidades consumidoras no Brasil.

Nas instalações industriais, nas quais se controla a demanda de potência reativa, o medidor eletromecânico segue o mesmo procedimento, mas com uma alteração construtiva que resultava no movimento do disco na presença de corrente defasada de 90° da respectiva tensão. Com isso, as concessionárias obtinham as energias ativa e reativa, calculando o fator de potência.

Por outro lado, a obtenção da potência aparente exige a medição dos valores eficazes de tensão e corrente. Isso também é facilmente feito com medidores eletromecânicos do tipo “ferro móvel”. No entanto, realizar o produto de ambas as variáveis (analógicas), não é tão simples.

As formas de medição, atualmente, são completamente diferentes, uma vez que os medidores eletrônicos (digitais) são capazes de processar algoritmos quaisquer e, portanto, podem fazer os cálculos que representam exatamente o que se deseja medir.

O que urge é a modernização da legislação brasileira, superando procedimentos antiquados e errados que não mais possuem justificativa conceitual ou tecnológica.

Os procedimentos de determinação do FP seguem a equação (4.1), uma vez que os cálculos envolvidos são extremamente simples de serem feitos digitalmente. De modo relativamente simples (usando o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier – FFT) é possível extrair a componente fundamental da corrente e, a partir disso, determinar os fatores de forma e de deslocamento⁴.

4.3.2. Retificadores com alto fator de potência

São apresentadas a seguir algumas possibilidades de melhoria no fator de potência de retificadores não controlados. Tais circuitos, no entanto, não serão objetos de estudos mais aprofundados, sendo indicados a título de informação. Este item é estudado detalhadamente no curso de Fontes Chaveadas, IT505.

⁴ Esse assunto é abordado em detalhe na disciplina IT012 – Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica.

a) Soluções passivas

Soluções passivas ^{5,6} para a correção do FP oferecem características como robustez, alta confiabilidade, insensibilidade a surtos, operação silenciosa. No entanto, existem diversas desvantagens, tais como:

- São pesados e volumosos (em comparação com soluções ativas);
- Afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- Em geral não podem operar numa larga faixa da tensão de entrada (90 a 240 V);
- Não possibilitam regulação da tensão de saída;
- A resposta dinâmica é pobre.

A principal vantagem, óbvia, é a não presença de elementos ativos.

A colocação de um filtro indutivo de valor elevado no lado CC do retificador produz uma melhoria significativa do FP uma vez que, idealmente, é absorvida uma corrente quadrada da rede, o que leva a um FP de 0,9. Como grandes indutâncias são indesejáveis, um filtro LC pode permitir ainda um FP elevado, mas com elementos significativamente menores. Obviamente a presença do indutor em série com o retificador reduz o valor com que se carrega o capacitor (cerca de 72 % em um projeto otimizado, equivalendo ao valor médio da tensão CA retificada). A figura 4.8 mostra a estrutura do filtro.

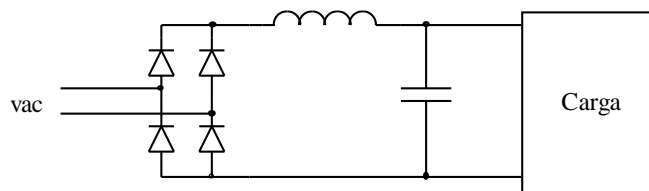


Figura 4.8 Filtro LC de saída

A figura 4.9 mostra as formas de onda relativas às correntes de entrada com filtro capacitivo e com filtro LC. Pelos espectros de tais correntes nota-se a redução significativa no conteúdo harmônico da "onda quadrada" em relação à "onda impulsiva". Note ainda a maior amplitude da componente fundamental obtida no circuito com filtro capacitivo, devido à sua defasagem em relação à tensão da rede.

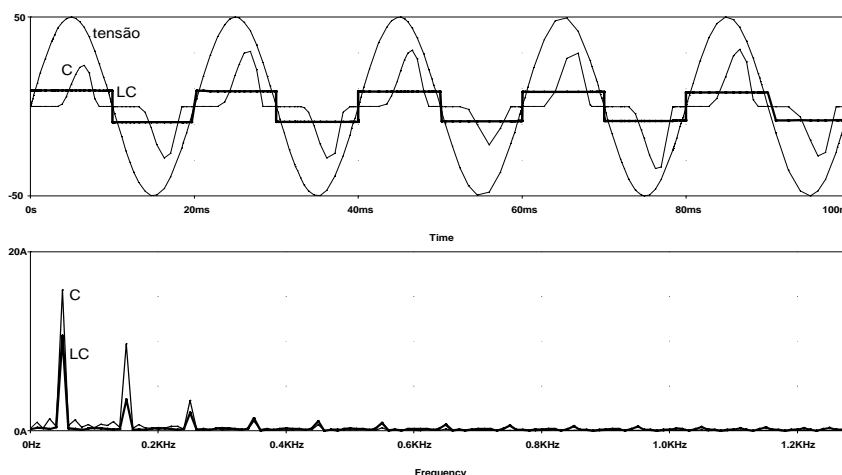


Fig. 4.9 Formas de onda e espectro da corrente de retificador monofásico com filtros C e LC.

⁵ A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias: "A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier". Proc. Of IECON '90, pp. 1041-1050

⁶ R. Gohr Jr. and A. J. Perin: "Three-Phase Rectifier Filters Analysis". Proc. of Brazilian Power Electronics Conference, COBEP '91, Florianópolis - SC, pp. 281-283.

b) Soluções ativas para retificadores com alto FP

Os pré-reguladores de FP ativos empregam interruptores controlados associados a elementos passivos ⁷. A título de exemplo, a figura 4.10 mostra o diagrama geral do circuito de potência e da estrutura de controle de um conversor elevador de tensão operando como retificador de alto fator de potência, com controle da corrente média instantânea. O conversor *boost* foi apresentado de forma detalhada no capítulo anterior.

Este conversor tem sido o mais utilizado como PFP dadas suas vantagens estruturais como:

- a presença do indutor na entrada bloqueia a propagação de variações bruscas na tensão de rede (“spikes”), além de facilitar a obtenção da forma desejada da corrente (senoidal);
- energia é armazenada mais eficientemente no capacitor de saída, o qual opera em alta tensão ($V_o > E$), permitindo valores relativamente menores de capacitância;
- controle da forma de onda é mantido para todo valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive o zero;
- como a corrente de entrada não é interrompida (no modo de condução contínua), as exigências de filtros de IEM são minimizadas.

A figura 4.11 mostra, esquematicamente, a ação de controle de modo a obter uma corrente (desprezando as componentes na frequência de comutação) com a forma da tensão de entrada.

Comportamentos semelhantes podem ser obtidos com os conversores *Ćuk* e *SEPIC* que possuem uma indutância na entrada do conversor.

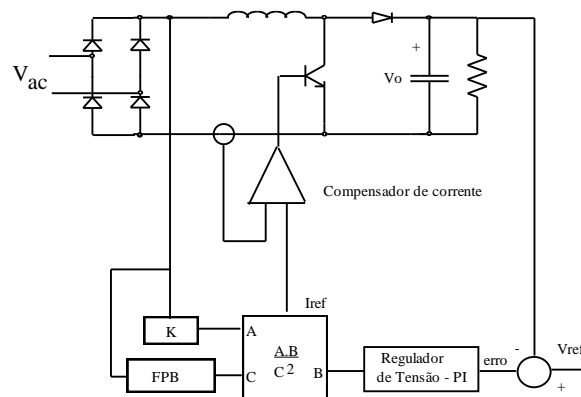


Figura 4.10 Circuito de controle de conversor elevador de tensão operando como retificador de alto fator de potência, com controle da corrente média instantânea.

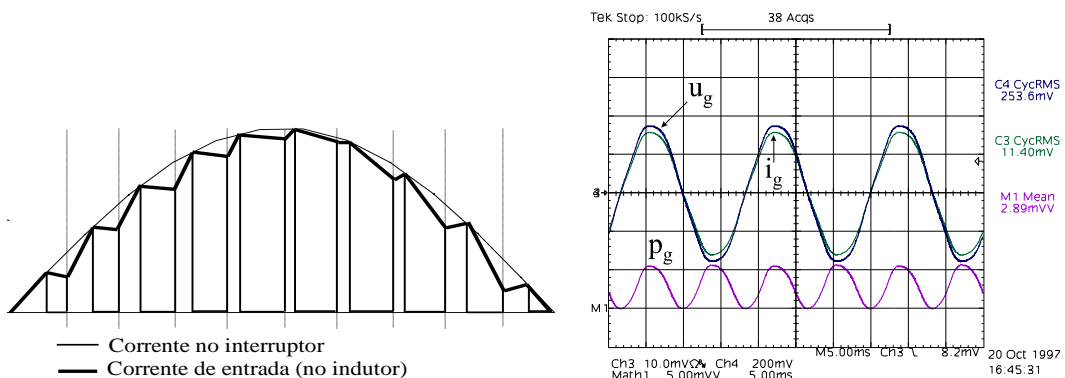


Figura 4.11 Formas de onda típicas da corrente pelo indutor e no interruptor e resultado experimental em conversor elevador de tensão

⁷ C. de Sá e Silva, “Power factor correction with the UC3854,” Unitrode Application Note U-125, Unitrode Corporation, USA, 1986.

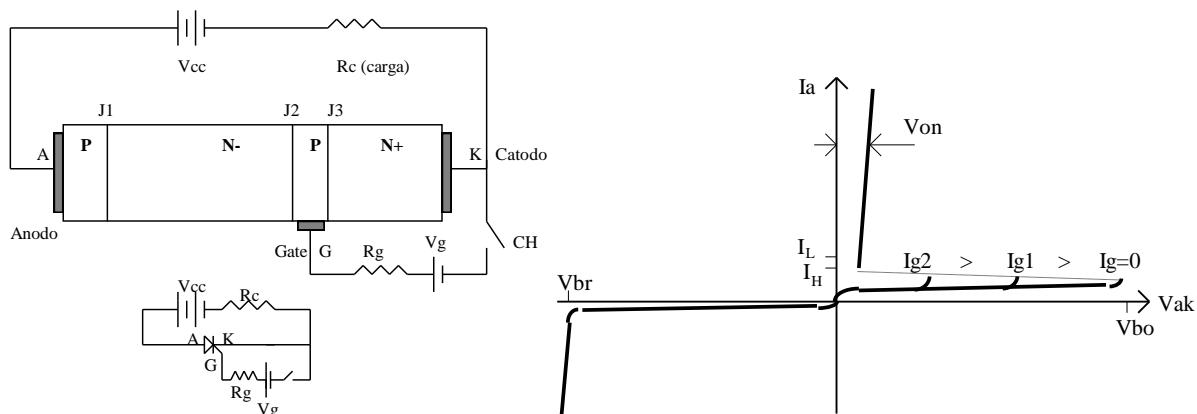
4.4 Tiristor

O nome tiristor engloba uma família de dispositivos semicondutores que operam em regime chaveado, tendo em comum uma estrutura de quatro camadas semicondutoras numa sequência p-n-p-n, apresentando um funcionamento biestável. O tiristor também é chamado de SCR (Retificador Controlado de Silício), sendo esta uma marca da General Electric, primeira empresa a desenvolver este dispositivo. Há outros componentes com a estrutura de quatro camadas, todos com características biestáveis: LASCR (SCR ativado por luz), também chamado de LTT (*Light Triggered Thyristor*), TRIAC (tiristor triodo bidirecional), DIAC (tiristor diodo bidirecional), GTO (tiristor comutável pela porta), MCT (Tiristor controlado por MOS).

A seguir se faz uma apresentação sintética deste dispositivo que é utilizado em retificadores controlados. Mais informações podem ser obtidas no material da disciplina IT302.

4.4.1. Princípio de funcionamento

O tiristor é formado por quatro camadas semicondutoras, alternadamente p-n-p-n, possuindo três terminais: *anodo* e *catodo*, pelos quais flui a corrente principal, e a *porta* (ou *gate*) que, a partir de uma injeção de corrente entre *gate* e catodo faz com que se estabeleça a corrente anódica. A figura ilustra uma estrutura simplificada do dispositivo.



4.12 Funcionamento básico do tiristor, seu símbolo e característica estática.

Devido a características construtivas, a aplicação de uma polarização reversa do terminal de *gate* não permite a comutação do SCR. Uma vez em condução plena, o tiristor assim permanecerá até que a corrente de anodo se reduza abaixo do valor de manutenção (holding), I_H .

Iniciado o processo de entrada em condução, que se dá no interior do semicondutor com uma ampliação progressiva da sessão condutora de corrente, a estímulo de *gate* pode ser retirado, sem levar o SCR ao desligamento, desde que a corrente de anodo tenha atingido I_L , chamado de corrente de "latching".

Mais informações no Apêndice no final deste capítulo.

4.5 Retificadores Controlados

Os circuitos retificadores controlados constituem a principal aplicação dos tiristores em conversores estáticos. Possuem vasta aplicação industrial, no acionamento de motores de corrente contínua, em processos eletroquímicos, etc. Em termos do sistema de energia elétrica, talvez sua aplicação mais relevante seja nas estações retificadoras para alimentação de conexões e de redes de transmissão em CC.

Analisaremos brevemente pontes retificadoras monofásicas, embora o estudo das pontes trifásicas não seja substancialmente diferente. Para potência superior a alguns kVA geralmente se usam

pontes trifásicas (ou mesmo hexafásicas). A Figura 4.13 mostra três estruturas de pontes retificadoras monofásicas.

A principal vantagem das pontes semicontroladas é o uso de apenas dois tiristores, sendo indicadas quando o fluxo de energia é apenas da fonte para a carga. Nestes circuitos a tensão de saída, $v_o(t)$, pode assumir apenas valores (instantâneos e médios) positivos. Sempre que a tensão de saída tender a se inverter haverá um caminho interno que manterá esta tensão em zero, desconectando a carga da rede.

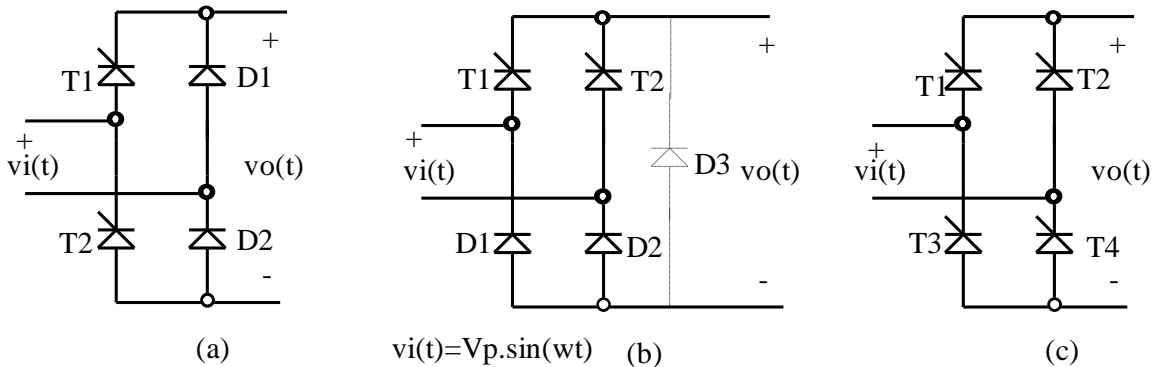


Figura 4.13 Pontes retificadoras monofásicas:

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

Quando a carga for resistiva⁸, a forma de onda da corrente CA será a mesma da tensão sobre a carga (obviamente sem a retificação). Com carga indutiva, a corrente irá se “alisando” à medida que aumenta a constante de tempo elétrica da carga, tendo, no limite, uma forma plana. Vista da entrada, a corrente assume uma forma retangular, como mostram as figuras a seguir.

a) Ponte semicontrolada assimétrica

Na ponte assimétrica, cujas formas de onda estão mostradas na figura 4.14, existe um caminho de livre-circulação formado pelos diodos D1 e D3. Supondo a polaridade da tensão da entrada como indicada em 4.12, o disparo de T1 conecta a entrada à carga (suposta indutiva) através do tiristor e D2. Quando a tensão de entrada se inverter, D1 entrará em condução e T1 cortará. Enquanto, devido ao tempo de desligamento do tiristor, T1, D1 e D2 conduzirem, a fonte estará curto-circuitada, com sua corrente sendo limitada pela impedância da fonte. Quando T2 for disparado, D1 cortará.

O intervalo angular de condução de cada SCR é de $(\pi - \alpha)$. Cada diodo conduz por $(\pi + \alpha)$. A tensão média de saída, calculada a cada semiciclo é dada por:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_p \cdot \sin\theta \cdot d\theta = \frac{V_p}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha) \tag{4.7}$$

A tensão eficaz de saída é:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_p \cdot \sin\theta)^2 \cdot d\theta} = V_p \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}} \tag{4.8}$$

Para uma corrente de carga constante, de valor I_o , a corrente eficaz na entrada é:

⁸ Cargas resistivas são úteis para o entendimento do funcionamento do circuito, mas não se caracterizam efetivamente como cargas reais.

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_o^2 \cdot d\theta} = I_o \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}} \quad (4.9)$$

Com tais valores, é possível explicitar o fator de potência desta carga visto pela rede:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi^2 - \alpha\pi}} \quad (4.10)$$

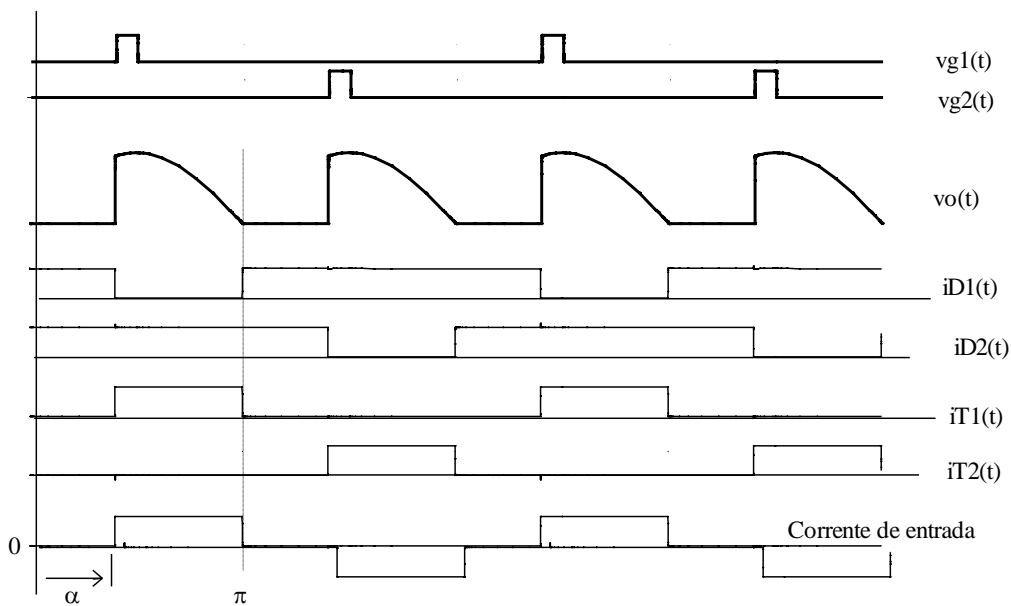


Figura 4.14 Formas de onda de ponte retificadora semicontrolada assimétrica, com carga altamente indutiva.

Por inspeção, considerando a simetria das formas de onda, o fator de deslocamento da componente fundamental da corrente é:

$$FD_1 = \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (4.11)$$

b) Ponte semicontrolada simétrica

Neste circuito não existe um caminho natural de livre-circulação, a qual deve ocorrer sempre através de um SCR e um diodo. As mesmas equações da ponte assimétrica são válidas para este conversor. A figura 4.15 mostra as formas de onda.

Supondo $v_i(t)$ com a polaridade indicada, quando T1 for disparado, a corrente circulará por T1 e D2. Quando a tensão da fonte inverter a polaridade, D1 entrará em condução e D2 bloqueará. A tensão na carga será nula, pois T1 e D1 conduzirão, supondo que a corrente não se interrompa (carga indutiva). Quando T2 for disparado, T1 bloqueará. Diodos e tiristores conduzem, cada um, por 180°.

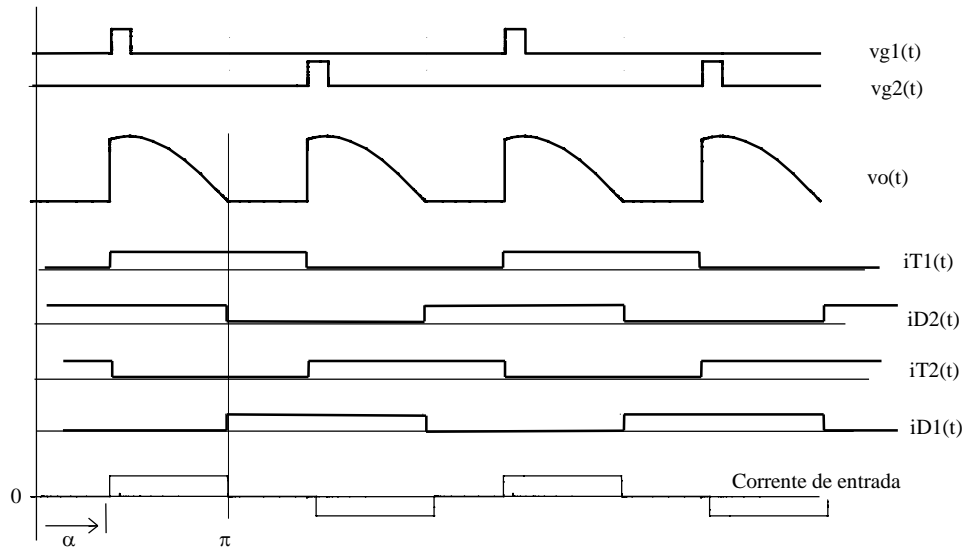


Figura 4.15 Formas de onda de ponte retificadora semi controlada simétrica, com carga altamente indutiva.

c) Ponte totalmente controlada

Seu principal uso é no acionamento de motor de corrente contínua quando é necessária uma operação em dois quadrantes do plano tensão x corrente. A tensão sobre a carga pode se tornar negativa, desde que exista um elemento indutivo que mantenha a circulação de corrente pelos tiristores. Formas de onda típicas estão mostradas na figura 4.16.

Os pares de componentes T1 e T4, T2 e T3 devem ser disparados simultaneamente, a fim de garantir um caminho para a corrente através da fonte.

No caso de corrente descontínua (corrente da carga vai a zero dentro de cada semiciclo da rede), os tiristores desligarão quando a corrente cair abaixo da corrente de manutenção. No caso de condução contínua, o par de tiristores desligará quando a polaridade da fonte se inverter e for disparado outro par de tiristores. Assim, se houver inversão na polaridade da tensão de entrada, mas não for acionado o outro par de SCRs, a tensão nos terminais do retificador será negativa.

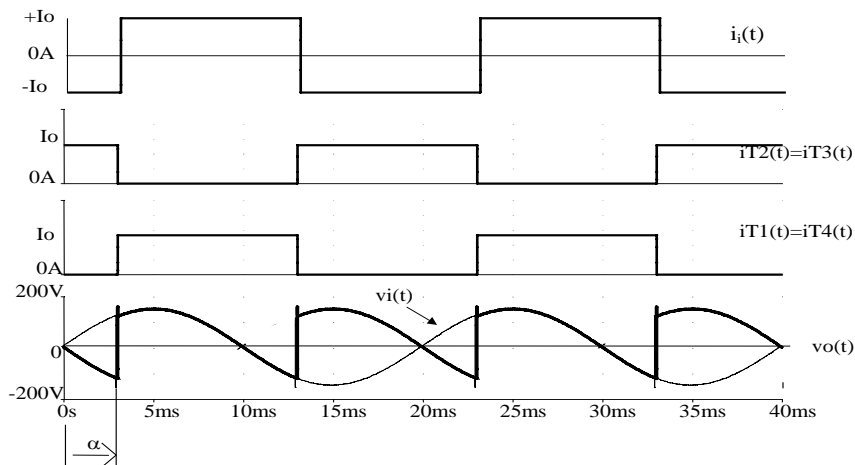


Figura 4.16 Formas de onda para ponte totalmente controlada, monofásica, alimentando carga indutiva.

A tensão média de saída, calculada a cada semiciclo é dada por:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_p \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{2V_p}{\pi} \cdot \cos \alpha \tag{4.12}$$

A tensão eficaz de saída é igual ao valor eficaz da tensão de entrada (supondo condução contínua do conversor, ou seja, a ponte retificadora sempre está em funcionamento). A corrente eficaz na entrada vale I_o . Com tais valores, é possível explicitar o fator de potência desta carga visto pela rede:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\pi} \tag{4.13}$$

A corrente de entrada apresenta-se como uma onda quadrada, com sua componente fundamental defasada de um ângulo α em relação à tensão. Durante os intervalos em que a corrente e tensão na entrada apresentam sinais opostos, há um fluxo de energia da carga para a fonte.

4.5.1. Retificadores trifásicos

A figura 4.17 mostra um retificador trifásico controlado. Não se faz uso da configuração semicontrolada (três tiristores e três diodos) porque produz uma assimetria de forma de onda com produção de harmônicas pares.

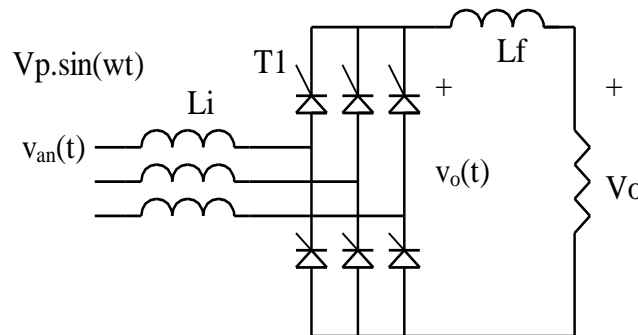


Figura 4.17 Retificador trifásico controlado

A figura 4.18 mostra resultados, sem indutâncias de entrada, para um retificador totalmente controlado. A carga é um circuito RL (4 Ω, 16 mH), de modo que a corrente se altera à medida que muda o ângulo de disparo e, conseqüentemente, a tensão média aplicada à carga. Para um ângulo de 0° a forma de onda é idêntica à do retificador a diodos. Esse ângulo de disparo é medido a partir do cruzamento por zero da **tensão de linha**. A tensão instantânea aplicada no barramento CC pode ser negativa, o que ocorre para um ângulo de disparo superior a 60 graus. Como não há possibilidade de inversão no sentido da corrente, uma tensão negativa leva à diminuição da corrente até sua extinção (em uma carga passiva).

A corrente da rede é simétrica, apresentando apenas componentes espectrais de ordem ímpar, exceto os múltiplos da terceira, que não existem.

A tensão média no barramento CC é dada por:

$$V_o = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{\text{linha RMS}} \cdot \cos \alpha \tag{4.14}$$

Uma corrente no lado CC de baixa ondulação reflete para o lado CA uma onda quase quadrada, com condução de 120° a cada 180°, deslocada de um ângulo α em relação à respectiva tensão de fase. Neste caso pode-se determinar o espectro da corrente em relação à corrente da carga, I_o . A corrente eficaz no lado CA é 81,6% da corrente no lado CC.

A componente fundamental é $I_{i1} = 0,78 \cdot I_o$, enquanto as harmônicas são dadas por:

$$I_{in} = \frac{I_{i1}}{n}, \text{ onde } n=6k\pm 1, \text{ para } k=1,2,\dots \tag{4.15}$$

Isto permite determinar que $DHT=31,08\%$. O fator de deslocamento (ângulo entre a tensão e a componente fundamental da corrente) é igual a $(\cos \alpha)$. O fator de potência é:

$$FP = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \quad (4.16)$$

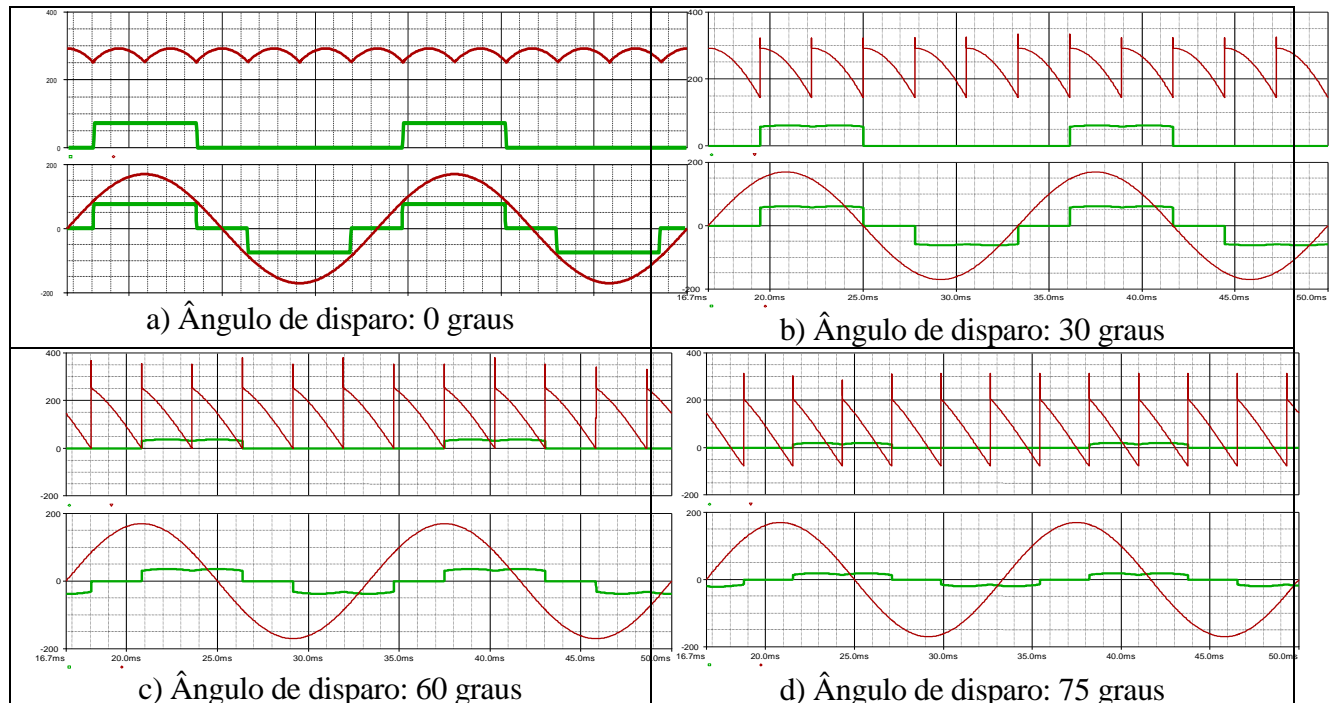


Figura 4.18 Formas de onda de retificador trifásico controlado (ângulo de disparo referenciado à tensão de linha). De cima para baixo: tensão instantânea no barramento CC ($v_o(t)$); Corrente no tiristor T1; Tensão da fase A ($v_{an}(t)$); Corrente na fase A.

4.6 Associação de Retificadores

Em determinadas situações pode ser conveniente uma associação de circuitos retificadores. Isto se aplica a retificadores controlados ou não. A análise que se segue, embora tome como exemplos retificadores a diodo, pode ser estendida também para circuitos com tiristores e mistos.

São essencialmente três as situações em que são feitas associações de retificadores:

- Uma associação série, como mostra a figura 4.19, é normalmente empregada em situações em que se deseja uma tensão CC de saída elevada, que não poderia ser obtida com um retificador único;
- Uma associação em paralelo, também na figura 4.19, é feita quando a carga exige uma corrente que não poderia ser fornecida por um único retificador;
- Em ambos os casos, para reduzir o conteúdo harmônico da corrente drenada da rede.

Notem-se em ambos os circuitos mostrados que as tensões de entrada de cada um dos retificadores não são as mesmas. No exemplo, no qual se têm um retificador de 12 pulsos, cada um dos retificadores é alimentado por tensões de mesmo valor eficaz, mas com defasagem de 30° entre os sistemas trifásicos. Isto faz com que a corrente da rede se apresente de uma forma “multinível”. Neste caso, têm-se seis níveis e o respectivo espectro (mostrado na figura 4.21) mostra que só existem harmônicos em frequências de ordem $12k+1$, ou seja, após a fundamental, teremos as componentes de ordem 11^a , 13^a , 23^a , 25^a , e assim por diante. Obviamente, dada a ordem elevada e a amplitude reduzida, um eventual processo de filtragem exigiria elementos LC de valor reduzido, comparado com retificadores de seis pulsos.

No circuito série, a tensão CC total apresenta uma ondulação em 720 Hz (daí o nome 12 pulsos) e uma variação pico a pico de apenas 3% do valor CC. Aqui também, uma eventual filtragem seria facilitada pela frequência elevada e pela pequena amplitude das variações.

Numa associação em paralelo de retificadores, é importante que as tensões médias de ambas as pontes retificadoras sejam as mesmas. Mesmo nesta situação, faz-se uso de um indutor (ou transformador) chamado de “interfase”, sobre o qual se tem a diferença instantânea das tensões de cada um dos retificadores. A tensão média aplicada à carga será a média das duas tensões retificadas e a corrente será dividida na razão inversa das reatâncias. Caso elas sejam iguais, cada ponte fornecerá metade da corrente total.

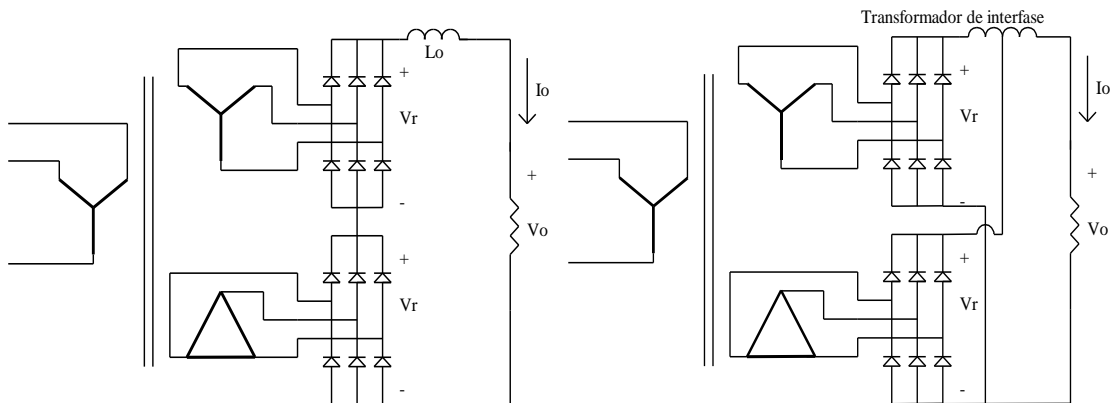


Figura 4.19 Associações em série e em paralelo de retificadores, circuito de “12 pulsos”.

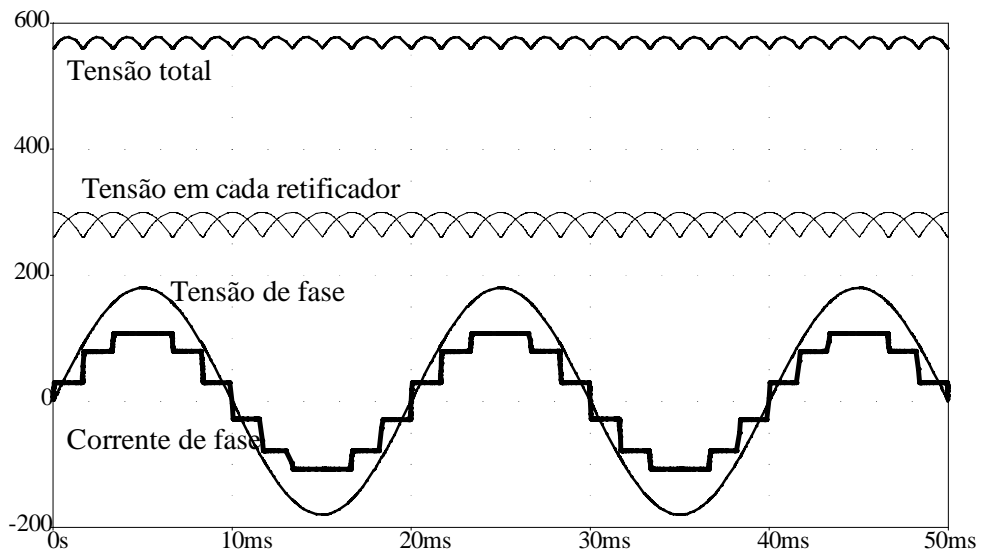


Figura 4.20 Formas de onda de associação em série de retificadores.

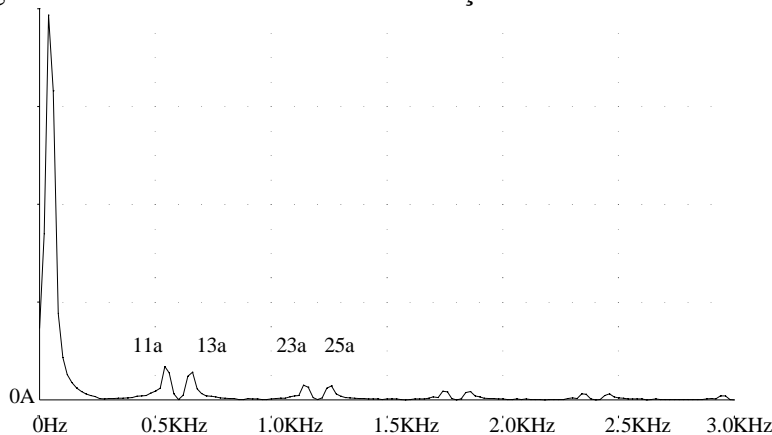
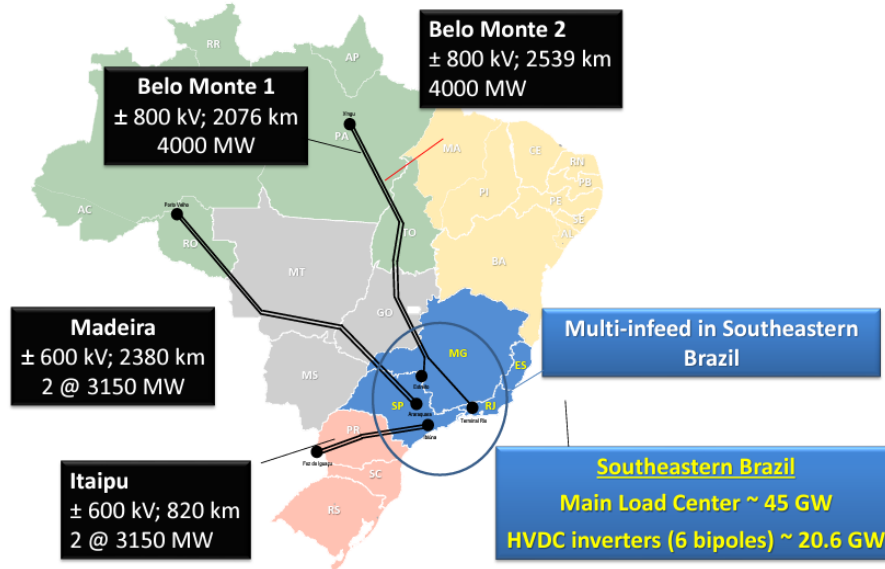


Figura 4.21 Espectro da corrente na rede para retificador de 12 pulsos

Um caso típico de aplicação da associação em série de retificadores é na transmissão de energia em corrente contínua, em alta tensão (HVDC), como é o caso da linha CC que conecta Foz do Iguazu (PR) a Ibiúna (SP), trazendo a energia do lado paraguaio da CH de Itaipu (originalmente em 50 Hz). O sistema opera, via dois cabos, que estão alimentados em +/- 600 kV, transmitindo uma potência de 6000 MW. Neste caso têm-se retificadores controlados, permitindo um controle do sistema, incluindo a absorção/fornecimento de reativos.



A figura 4.22 ilustra um sistema HVDC, incluindo retificadores de 12 pulsos, filtros nos lados CA e reatores (indutores) de alisamento da corrente no lado CC. É também usual o emprego de filtros no lado CC. Em relação à equação (4.14), o conversor à esquerda (que injeta potência na linha CC) opera com ângulo de disparo $0^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ (resultando em uma tensão CC positiva). Já o retificador à direita tem uma tensão CC negativa, considerando a eq. (4.14), o que significa que opera com $90^\circ \leq \alpha < 180^\circ$. Tal conversor opera no modo “inversor”, ou seja, com potência fluindo do lado CC para o lado CA. Seu funcionamento, no entanto, segue exatamente o comportamento descrito para a operação como retificador.

O sentido da corrente é sempre de anodo para catodo, não podendo haver inversão. O valor da corrente CC é estabelecido pela diferença entre as tensões produzidas pelos conversores.

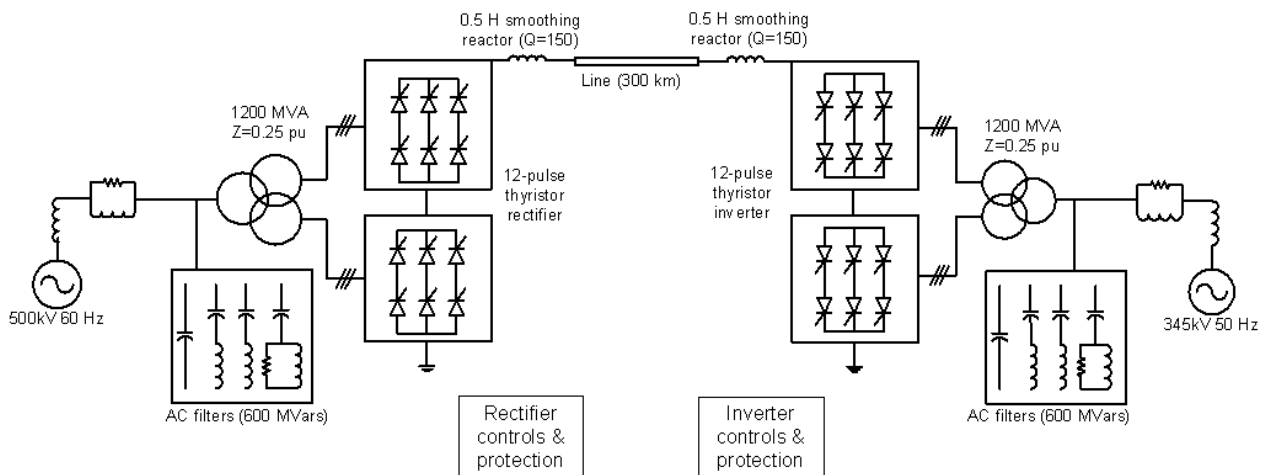


Figura 4.22 Esquema de sistema de transmissão HVDC

<http://www.emrwebsite.org/uploads/images/EMR06/images/img-lec-belanger-1.gif>

A figura 4.23 mostra uma válvula (associação série) de tiristores para suportar as elevadas tensões do sistema HVDC. Nesse exemplo o retorno da corrente se dá pelo terra. São possíveis circuitos com retorno por condutor, como é o caso do sistema de Itaipu, em que há um condutor opera em +600 kV e outro em -600 kV. No entanto, os sistemas são autônomos e podem, em caso de emergência, atuar com um único condutor e retorno pelo terra.

O uso de conexões HVDC tem crescido em aplicações que necessitam de transposições marítimas. Nas condições submarinhas, uso de CA, em função de efeitos capacitivos dos cabos trifásicos, limita a capacidade de transmissão de energia. Para conexões com mais de 100 km o uso de HVDC tem se mostrado economicamente vantajoso, mesmo com o acréscimo do custo dos conversores.

A figura 4.24 ilustra as conexões CC na Europa. Em tais aplicações a tensão CC é menor do que a empregada em longas conexões, sendo da ordem de 200 a 300 kV. Também a interconexão de parques eólicos *off-shore* tem se utilizado, crescentemente, de conexões CC.

Os sistemas *off-shore* têm sido denominados de “HVDC-light” devido à menor tensão de operação e menor potência transmitida. Por conta de tal redução, torna-se possível o emprego de IGBTs ao invés de tiristores, nos circuitos retificadores/inversores.



Figura 4.23 Válvula de tiristores em sistema HVDC
[http://cigre.org.au/events/Web/images/HVDC Pole 2 Valve Hall.jpg](http://cigre.org.au/events/Web/images/HVDC_Pole_2_Valve_Hall.jpg)



Figura 4.24 Linhas HVDC na Europa: existentes (vermelho), em construção (verde), planejadas (azul). http://en.wikipedia.org/wiki/High-voltage_direct_current

4.7 Retificador MLP

Quando a ponte retificadora é formada por interruptores controlados na entrada em condução e no desligamento, como transistores, é possível se fazer um comando adequado de tais componentes de modo a absorver da rede uma corrente senoidal, enquanto se controla a tensão CC de saída (caso esta seja a variável de interesse).

O lado CC pode se comportar como uma fonte de tensão, quando apresenta um filtro capacitivo. Neste caso a conexão com a rede deve ser feita por meio de indutores no lado CA. Se o barramento CC se comportar como uma fonte de corrente (tendo um indutor na saída do retificador), a interface com o lado CA deve utilizar capacitores, que permitam acomodar valores instantaneamente diferentes entre a corrente CC e a corrente no lado CA. Tais circuitos estão mostrados na figura 4.25.

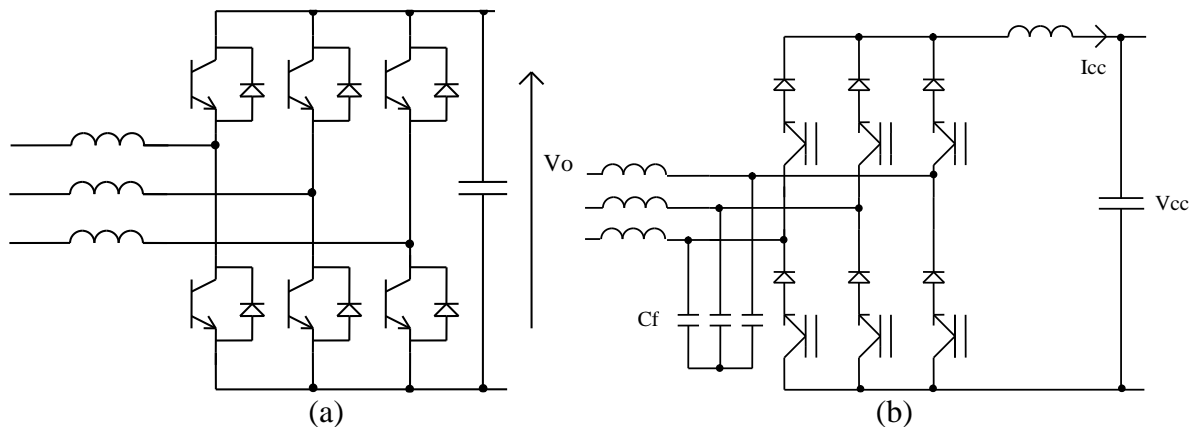


Figura 4.25 Conversores CA-CC trifásicos, com saída em tensão (a) e em corrente (b).

A ideia básica é comandar adequadamente os interruptores de modo que a corrente média instantânea no lado CA tenha a mesma forma da tensão da respectiva fase e esteja em fase com ela. É possível obter este tipo de comando ao comparar um sinal de referência (que seja imagem da corrente de entrada buscada), com um sinal triangular simétrico cuja frequência determine a frequência de chaveamento. A frequência da onda triangular (chamada portadora) deve ser, no mínimo 20 vezes superior à máxima frequência da onda de referência, para que se obtenha uma reprodução aceitável da forma de onda, depois de efetuada a filtragem da alta frequência.

A largura do pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa da referência em comparação com a portadora (triangular). Tem-se, assim, uma Modulação por Largura de Pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*), como mostra a figura 4.26.

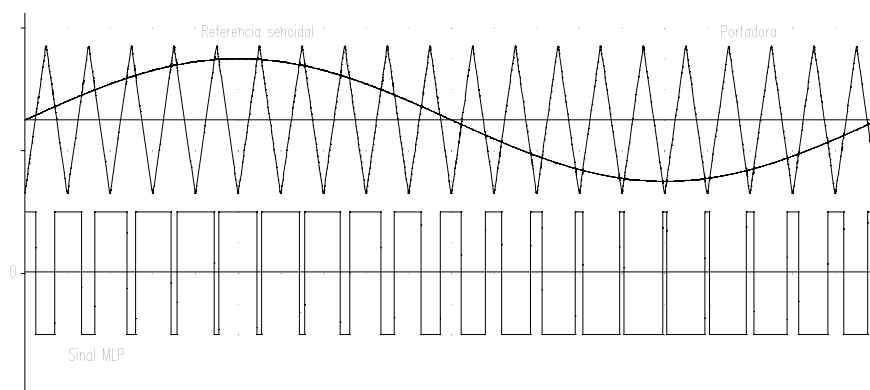


Figura 4.26. Sinal MLP de dois níveis.

Para um conversor trifásico, existem três referências, devidamente defasadas. Cada um dos sinais MLP produzidos (e seu sinal complementar) é usado para comandar cada ramo do inversor. Tal procedimento resulta uma tensão de linha (entre fases) com três níveis, como mostra a figura 4.27 para um retificador com saída em tensão, com o respectivo espectro e a obtenção do sinal filtrado.

A obtenção de uma saída que recupere a onda de referência é facilitada pela forma do espectro. Note-se que, após a componente espectral relativa à referência, aparecem componentes nas vizinhanças da frequência de chaveamento. Ou seja, um filtro passa baixas com frequência de corte acima e 50/60 Hz é perfeitamente capaz de produzir uma atenuação bastante efetiva em componentes na faixa dos kHz. A tensão CC é superior ao valor de pico da tensão de entrada, ou seja, o retificador PWM é do tipo elevador de tensão.

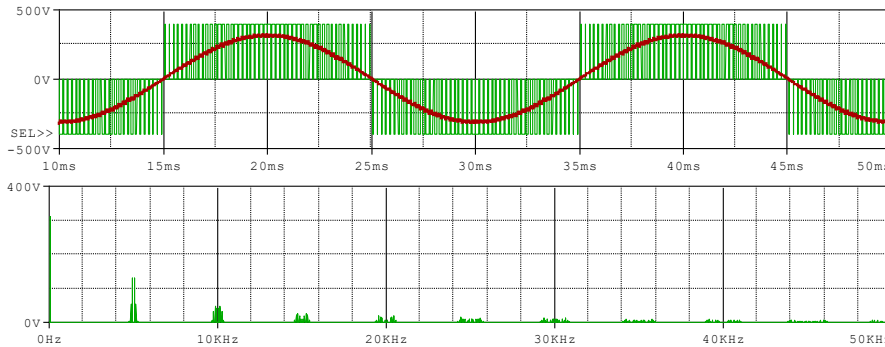


Figura 4.27. Formas de onda de tensão de linha em conversor trifásico tipo fonte de tensão, com saída filtrada e respectivo espectro.

Considere o sistema indicado na figura 4.28. Para que o retificador seja capaz de absorver uma corrente senoidal em fase com a fonte CA é preciso que a tensão sintetizada pela modulação PWM apresente uma componente fundamental com amplitude e fase adequadas, como ilustra o diagrama fasorial. Dada uma tensão CA e uma reatância indutiva de acoplamento entre o inversor e a fonte, o inversor deve produzir uma dada tensão CA (na frequência da rede), com a devida abertura angular, para que resulte uma corrente em fase com a tensão. A estrutura de controle mostrada leva o inversor a encontrar este ponto de operação.

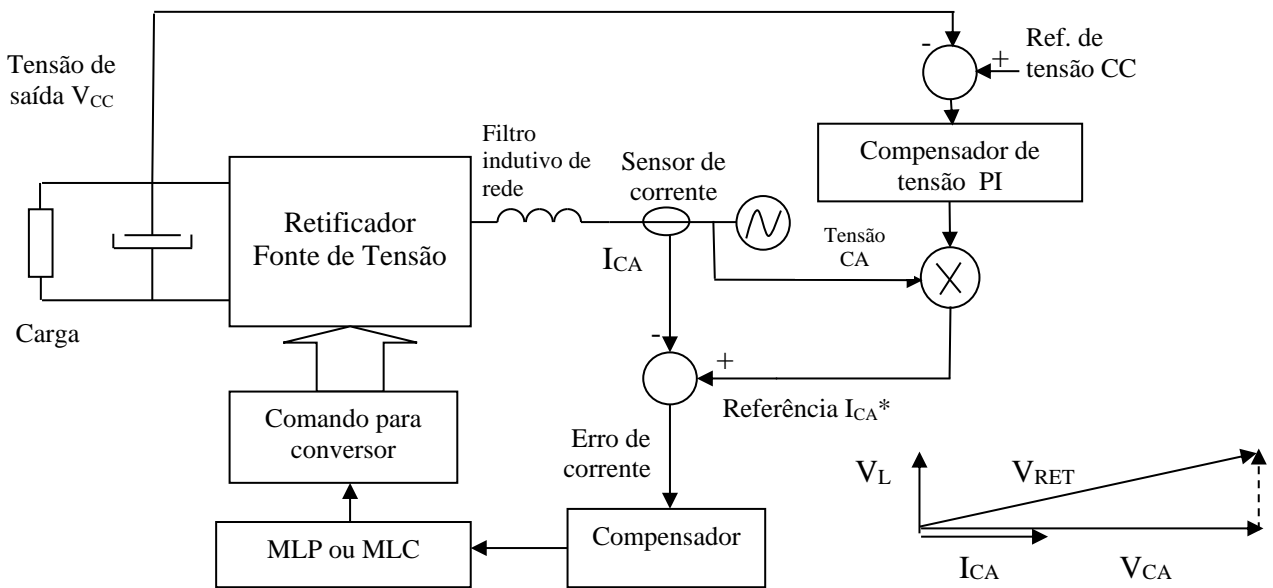


Figura 4.28 Retificador PWM e estrutura de controle para absorver corrente senoidal com FP=1. Diagrama fasorial para resultar I_{CA} em fase com V_{CA} .

A figura 4.29 mostra as formas de onda de tensão e corrente na rede, assim como o sinal PWM presente no lado CA do retificador com a respectiva tensão de referência.

A estrutura de controle mostrada na figura 4.28 é denominada, síntese de carga resistiva, pois a forma de onda da corrente “copia” a forma de onda da tensão, tendo sua amplitude ajustada pelo regulador de tensão da saída.

A figura 4.30 mostra a modulação na amplitude da referência da corrente para realizar a regulação da tensão CC. Neste caso tem-se tensão CC inicial: 180 V; referência de tensão: 300 V; aumento de carga (100%) em 300 ms; regulador PI de tensão e controle da corrente por histerese.

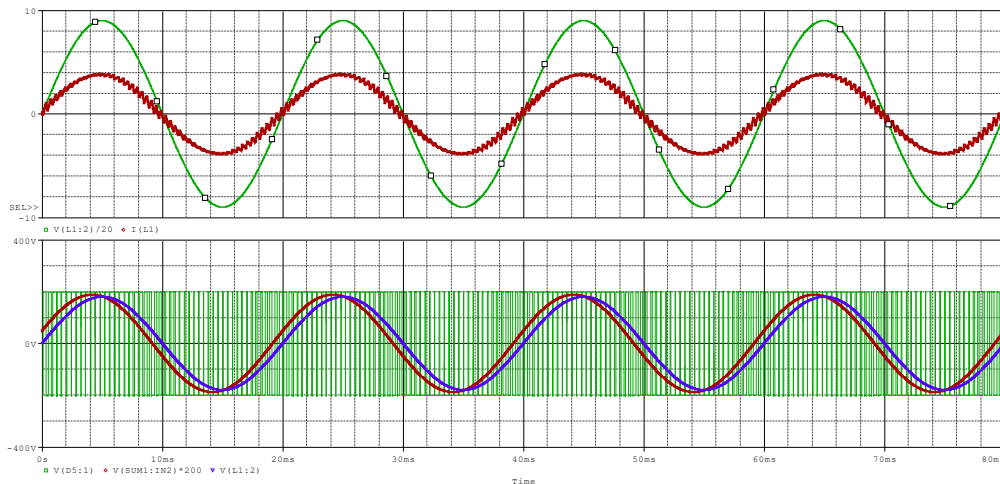


Figura 4.29 Formas de onda de retificador PWM monofásico (fonte de tensão). Acima: Tensão e corrente na fonte. Abaixo: referência (vermelho) fonte (azul) e PWM (verde).

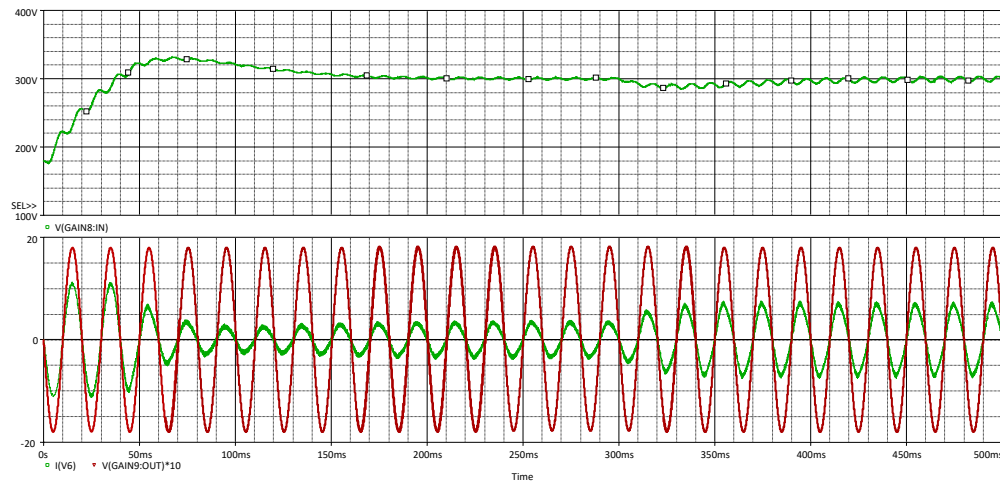


Figura 4.30 Tensão CC e das grandezas CA com variação da carga do retificador.

No caso de um retificador com saída em corrente, na entrada do retificador, supondo desprezível a ondulação da corrente pelo indutor CC, as correntes instantâneas pelas fases têm forma retangular, com amplitude dada pela corrente CC e largura determinada pela lei de modulação dos interruptores, como ilustra a figura 4.31. Simultaneamente haverá corrente apenas por 2 das 3 fases, estando a outra com seus interruptores desligados. No entanto, após uma adequada filtragem das componentes de alta frequência, a corrente de saída, apresentará apenas o valor médio que terá uma forma senoidal, se esta tiver sido a forma do sinal de referência usado para produzir os sinais de comando dos interruptores.

A lógica de comando dos interruptores para operação com saída em corrente é muito diferente da utilizada no conversor com tensão no barramento CC, mas não será abordada nesse capítulo.

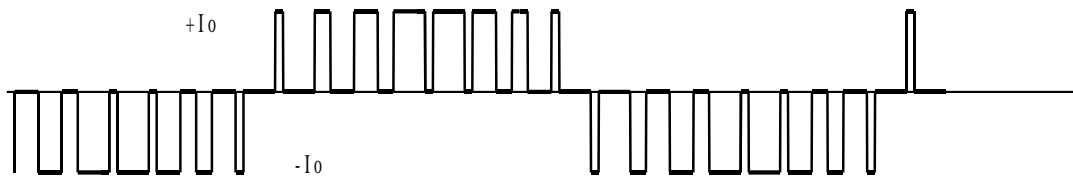


Figura 4.31 Forma de onda instantânea das correntes no lado CA em retificador tipo fonte de corrente.

4.8 Conversores CA-CA

Em algumas aplicações alimentadas em corrente alternada, nas quais se deseja alterar o valor da tensão (e da corrente) eficaz da carga, é usual o emprego dos chamados Variadores de Tensão, também designados como Gradadores, Controladores CA, ou Contatores Estáticos, neste último caso a depender de como são comandados.

Há diversas aplicações na alimentação de cargas finais. No que se refere a aplicações no sistema elétrico pode-se citar:

- compensação de reativos em sistemas de potência (RCT, CCT);
- contatores estáticos.

Os dispositivos semicondutores de potência empregados em tais conversores são, tipicamente, tiristores, uma vez que se pode contar com a ocorrência de comutação natural. utilizam-se dois dispositivos em *antiparalelo*, como mostra a figura 4.32.

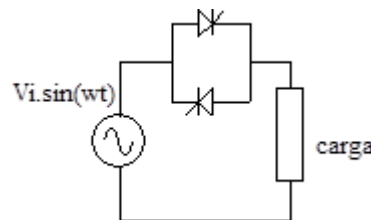


Figura 4.32 Variador de tensão CA (monofásico) com tiristores.

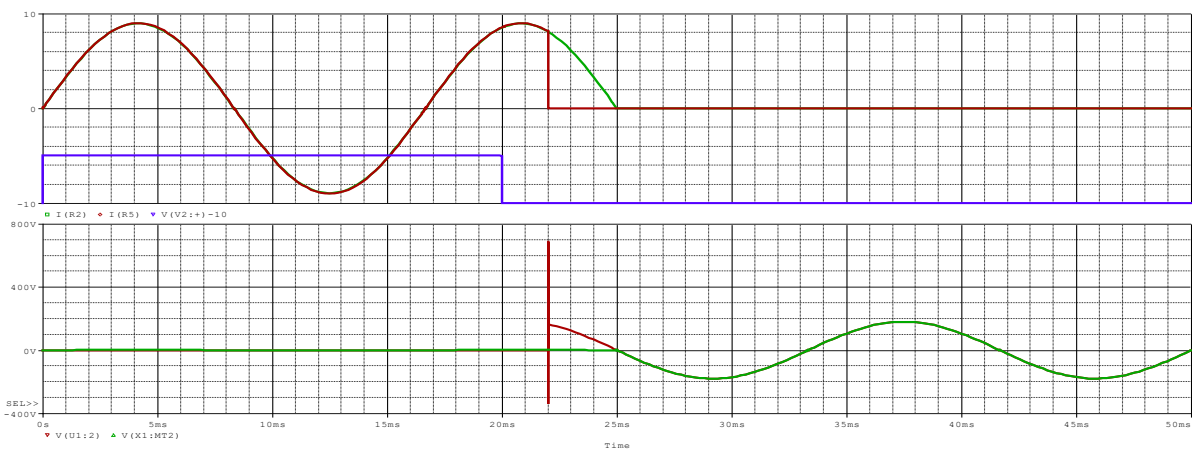
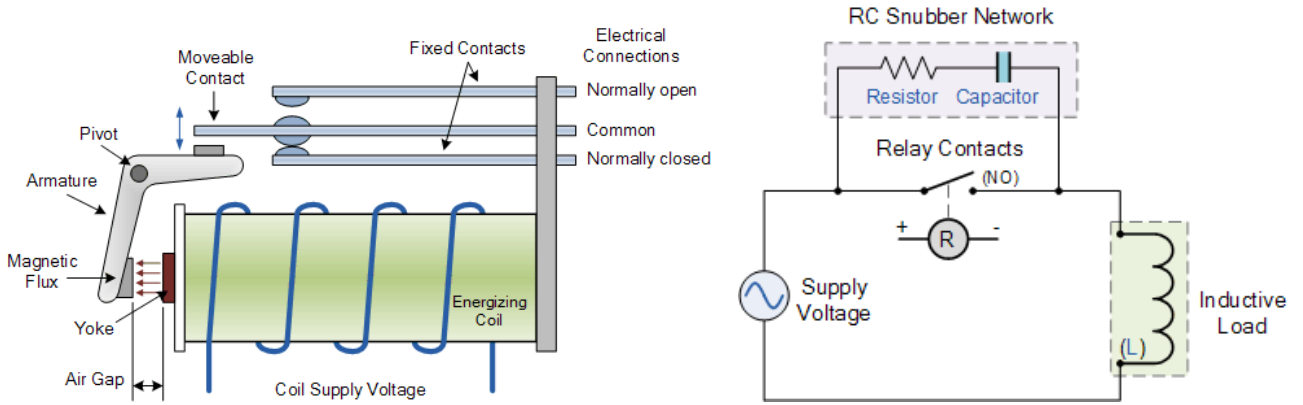
Dois tipos de controle são normalmente empregados para o comando destes conversores: o controle liga-desliga e o controle de fase.

4.8.1. Controle Liga-Desliga

O controle consiste simplesmente em ligar e desligar a alimentação da carga.

O início da condução pode ser sincronizado com a passagem da tensão pelo valor que minimize os transitórios de conexão. Por exemplo, para alimentar um banco capacitivo, considerando que os capacitores estão descarregados, o tiristor deve ser ligado apenas quando a tensão cruzar o zero. Caso contrário será aplicado um degrau de tensão no capacitor, resultando em uma grande corrente que pode danificar os dispositivos. A continuidade de condução implica que os pulsos de disparo devem ser continuamente aplicados a cada semiciclo. Quando se interrompe a aplicação do comando de *gate*, o desligamento acontecerá quando a corrente se anular. O desligamento ocorre, portanto, sem provocar transitórios na rede.

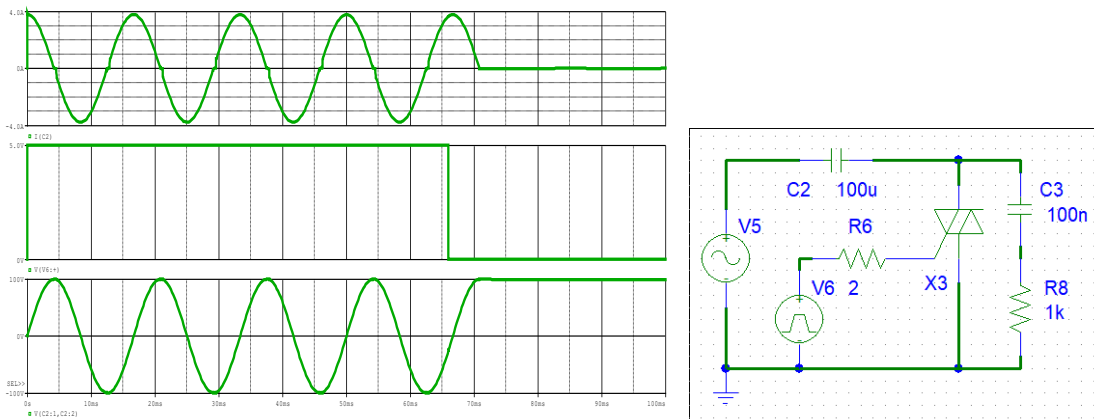
Essa aplicação é identificada como contator estático (diferenciando do contator eletromecânico que atua pela movimentação de contatos). Como ilustra a figura seguinte, nas chaves eletromecânicas não há como garantir esses procedimentos de conexão e desconexão sem transitórios. Por outro lado, a queda de tensão nos tiristores em condução (da ordem de 1 V), com a consequente dissipação de potência, são um inconveniente. É usual que se encontrem soluções mistas em que o contator estático faz apenas as transições com a rede enquanto um eletromecânico é usado em paralelo e acionado durante a operação de longo prazo, minimizando a dissipação de potência.



Acima: Chave eletromecânica. Abaixo, formas de onda de desligamento assíncrono (vermelho) e com corrente zero (verde).

Carga capacitiva

Quando a carga a ser ligada ou desligada é um capacitor, o momento de conexão deve ser quando a tensão da fonte se iguala à tensão do dispositivo. Como, normalmente (por norma) o capacitor deve estar descarregado, a chave eletrônica deve iniciar a condução quando a tensão da rede for nula. Após esse pulso inicial, os disparos seguintes, a cada semiciclo, devem ocorrer quando a corrente se anular (desligando o tiristor). Ao se encerrar o intervalo em que o capacitor deve permanecer conectado na fonte, basta eliminar o envio dos pulsos de disparo que, assim que a corrente cair abaixo do valor de manutenção, o tiristor desligará e assim permanecerá.



Formas de onda e circuito de TRIAC alimentando carga capacitiva.

4.8.2. Controle de fase

No chamado Controle de Fase, em um dado semiciclo da rede, o tiristor é acionado em um determinado instante (ângulo), fazendo com que a carga esteja conectada à entrada (fonte CA) por um intervalo de tempo menor ou igual a um semiciclo. Os valores de tensão, corrente e potência na carga dependerão, não apenas de ângulo de disparo, mas também do tipo de carga alimentada, conforme se verá na sequência. A análise que segue trata de conexões monofásicas. Arranjos trifásicos são possíveis e importantes em aplicações na rede elétrica.

a) Carga Resistiva

Para um variador de tensão CA, cujo circuito e formas de onda estão mostrados na figura para uma carga resistiva, o desligamento do tiristor se dará no momento em que a corrente cai abaixo da corrente de manutenção do componente. Obviamente as formas de onda da tensão e da corrente na carga são as mesmas. Cargas deste tipo poderiam ser lâmpadas incandescentes (de uso profissional, como em iluminação artística) ou aquecedores. Um problema do controle de fase é o elevado dv/dt e di/dt a que se submete a carga e a fonte, com potencial produção de interferências eletromagnéticas em alta frequência.

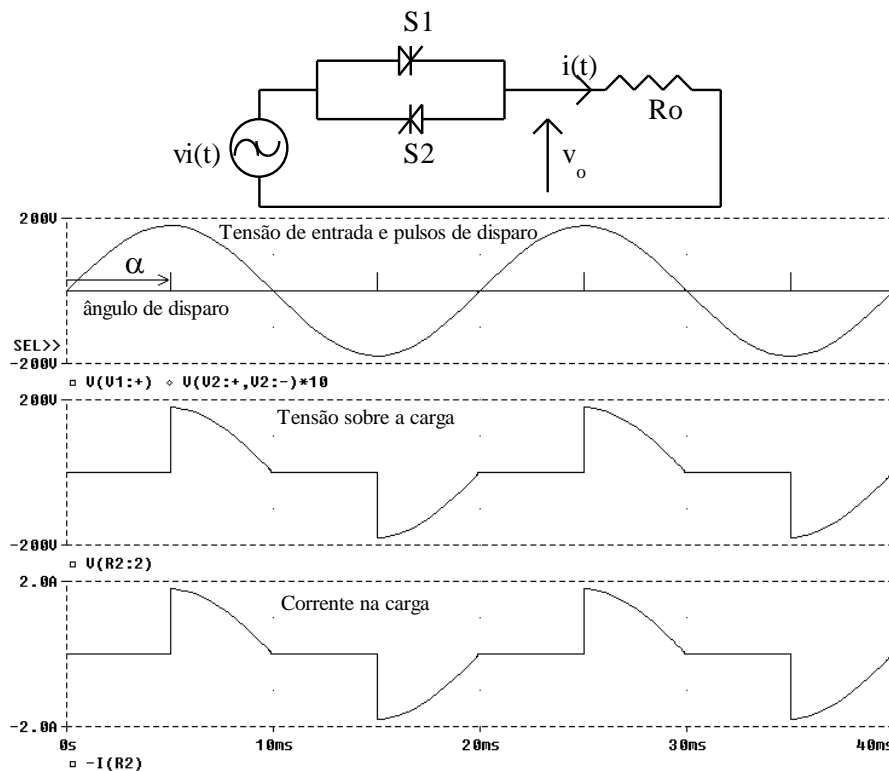


Figura 4.33 Circuito e forma de onda de variador de tensão CA monofásico com carga resistiva.

O valor eficaz da tensão aplicada à carga resistiva é:

$$V_{O_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_i \cdot \sin(\theta))^2 \cdot d\theta} = V_i \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}} \tag{4.17}$$

onde: $\theta = \omega t$ e α é o ângulo de disparo do SCR, em radianos, medido a partir do cruzamento da tensão com o zero.

A figura 4.34 mostra a variação da tensão eficaz de saída em função do ângulo de disparo, supondo condução simétrica de ambas as chaves.

O fator de potência é dado pela relação entre a potência ativa e a potência aparente. Como a carga é resistiva, a potência ativa é aquela dissipada em R, dependendo, assim, do valor eficaz da tensão de saída.

Como a corrente da fonte é a mesma da carga, o fator de potência é simplesmente a relação entre a tensão eficaz de saída e a tensão eficaz de entrada, ou seja, apresenta exatamente o mesmo comportamento mostrado na figura.

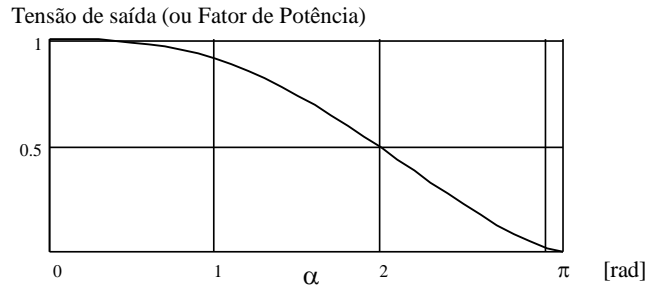


Figura 4.34 Tensão de saída (sobre uma carga resistiva), normalizada em relação ao valor eficaz da tensão de entrada.

Como a forma da corrente é a mesma da tensão na carga, o conteúdo espectral segue as mesmas equações. Para a corrente basta dividir o valor da tensão pela resistência da carga. A componente fundamental é dada por:

$$V_{h1} = V_i \cdot \sqrt{\left[\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} \right]^2 + \frac{[\cos(2\alpha) - 1]^2}{(2\pi)^2}} \tag{4.18}$$

A variação das componentes harmônica está mostrada na figura, com as amplitudes sendo dadas por:

$$V_{h_{(2k-1)}} = \frac{V_i}{\pi} \sqrt{\frac{k^2 - k + 1}{2k^2 \cdot (k-1)^2} - \frac{\cos(2\alpha)}{2k \cdot (k-1)} + \frac{\cos(2k\alpha)}{2k^2 \cdot (k-1)} - \frac{\cos[2(k-1)\alpha]}{2k \cdot (k-1)^2}} \tag{4.19}$$

para k inteiro e maior que 1.



Figura 4.35 Amplitude dos harmônicos de tensão (normalizado em relação à amplitude da tensão de entrada), para carga resistiva.

b) Carga indutiva

A figura 4.36 mostra topologia e formas de onda típicas em um variador de tensão tendo como carga uma indutância pura. Esta configuração é típica de um Reator Controlado por Tiristor (RCT). A operação, neste caso, só é possível para ângulos de disparo entre 90° e 180°. Observe que o aumento do ângulo de disparo implica numa redução do valor eficaz da corrente. Este efeito pode ser interpretado como um aumento da indutância “vista” pela rede, considerando apenas a componente fundamental da corrente, a qual está sempre 90° atrasada da tensão. Ou seja, consegue-se uma “indutância (reatância) variável” com o ângulo de disparo.

Os usos do RCT em redes elétricas como dispositivo de regulação de tensão ou de fator de potência, serão vistos no capítulo de FACTS, bem como as estruturas trifásicas.

A corrente obedece à seguinte expressão:

$$i(t) = \frac{V_i}{\omega L} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] \tag{4.20}$$

O valor eficaz da tensão de saída é:

$$V_{o\text{ef}} = V_i \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \tag{4.21}$$

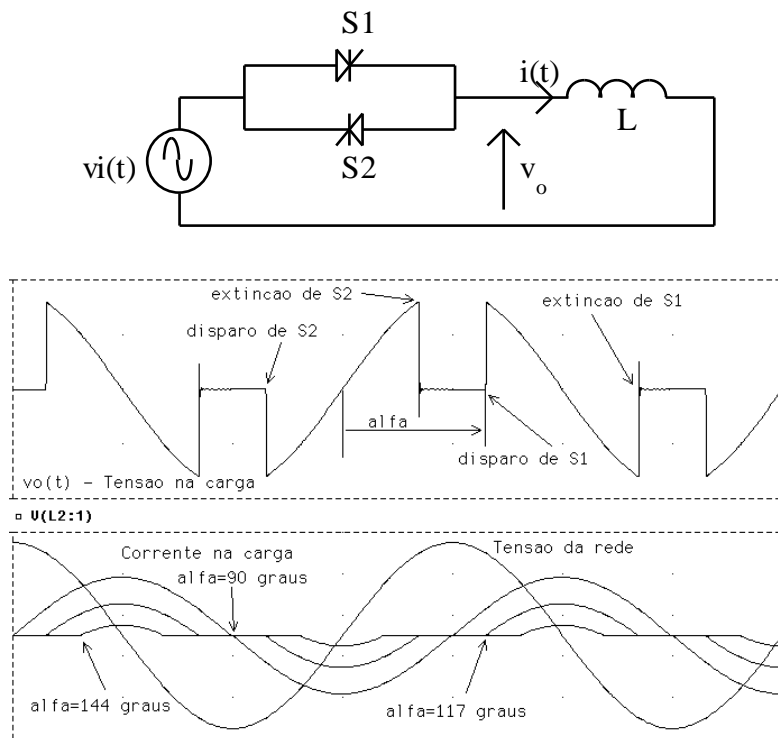


Figura 4.36 Circuito e formas de onda de variador de tensão CA com carga indutiva.

Se o disparo ocorrer para um ângulo inferior a 90°, a corrente pelo indutor S1 não terá se anulado quando ocorrer o pulso para S2, de modo que S2 não poderá entrar em condução. Após alguns instantes a corrente irá a zero, desligando S1, o qual, ao receber o novo pulso de disparo, entrará novamente em condução. Desta forma, ao invés de se ter uma corrente CA sobre a indutância, ela será uma corrente unidirecional. A figura 4.37 ilustra este comportamento.

Uma alternativa para garantir uma corrente bidirecional é, ao invés de enviar apenas um pulso de disparo, manter o sinal de comando até o final de cada semiciclo. Isto faz com que o variador de tensão se comporte como um curto, mantendo uma corrente CA, mas sem controle.

A figura 4.38 mostra a variação do valor desta tensão (normalizado em relação à tensão de entrada), como função do ângulo de disparo.

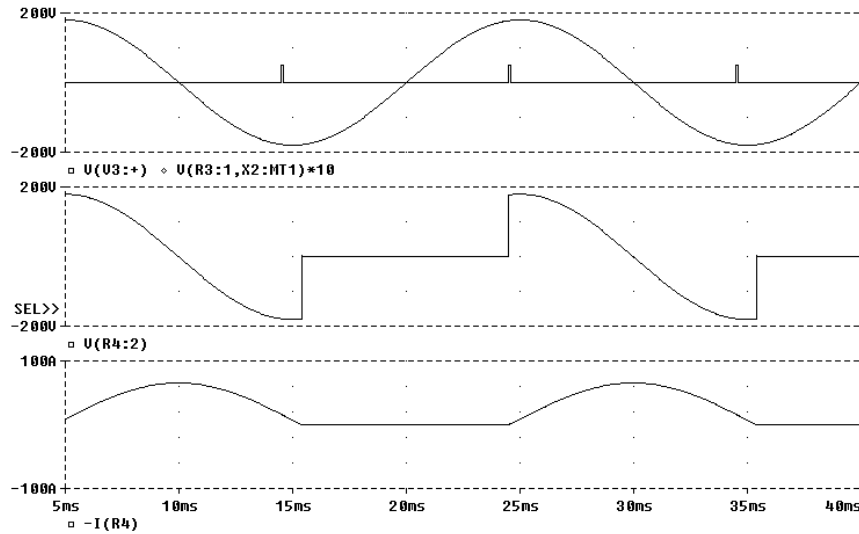


Figura 4.37 Formas de onda para ângulo de disparo menor que 90° (pulso estreito).

As amplitudes das componentes fundamental e harmônicas (ímpares) são mostradas na figura 4.39 e valem, respectivamente:

$$V_{h1} = \frac{2V_i}{\pi} \cdot \left[\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right] \tag{4.22}$$

$$V_{h_{(2k-1)}} = \frac{2V_i}{\pi} \cdot \left\{ \frac{\sin(2k\alpha)}{2k} - \frac{\sin[2(k-1)\alpha]}{2(k-1)} \right\} \tag{4.23}$$

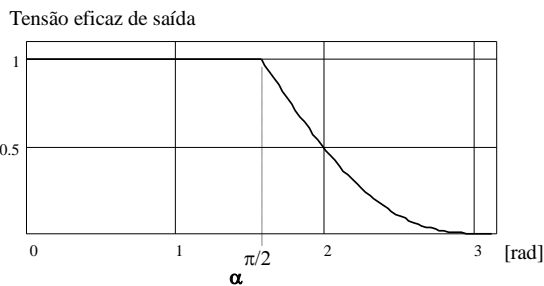


Figura 4.38 Tensão de saída (valor eficaz), normalizada, para carga indutiva.

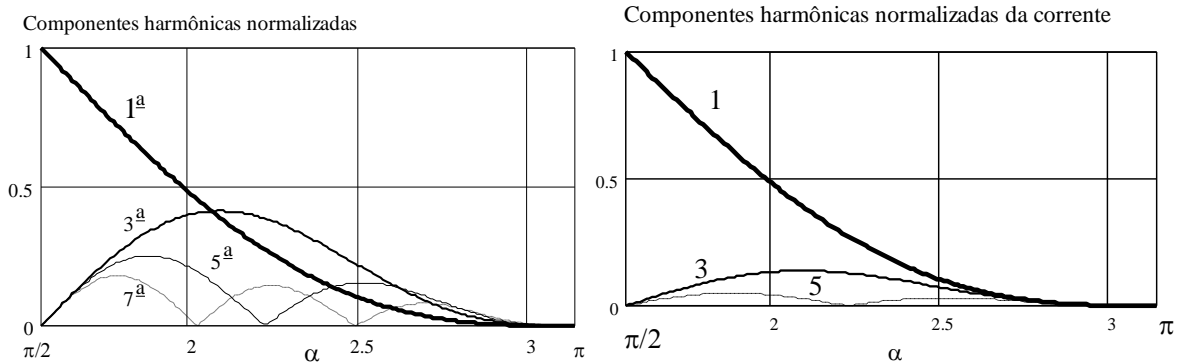


Figura 4.39 Amplitude (normalizada) das harmônicas da tensão e da corrente sobre uma carga indutiva.

c) Carga RL

Quando a carga alimentada possui característica resistivo-indutiva existe também uma limitação em termos do mínimo ângulo de condução, o qual depende da impedância da carga, Z . A figura 4.40 mostra circuito e formas de onda típicas.

Considerando uma situação de condução descontínua (na qual a corrente por cada um dos tiristores vai a zero dentro de um semiciclo), temos que em t_1 o tiristor S_1 , que está diretamente polarizado, é acionado. A corrente cresce e, mesmo com a inversão da polaridade da tensão de entrada, o SCR continua conduzindo, até que sua corrente caia abaixo do valor de manutenção (em t_2). O outro tiristor, S_2 , recebe o pulso de comando em t_3 , iniciando o semiciclo negativo da corrente, a qual se extinguirá em t_4 .

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad \phi = \text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (4.24)$$

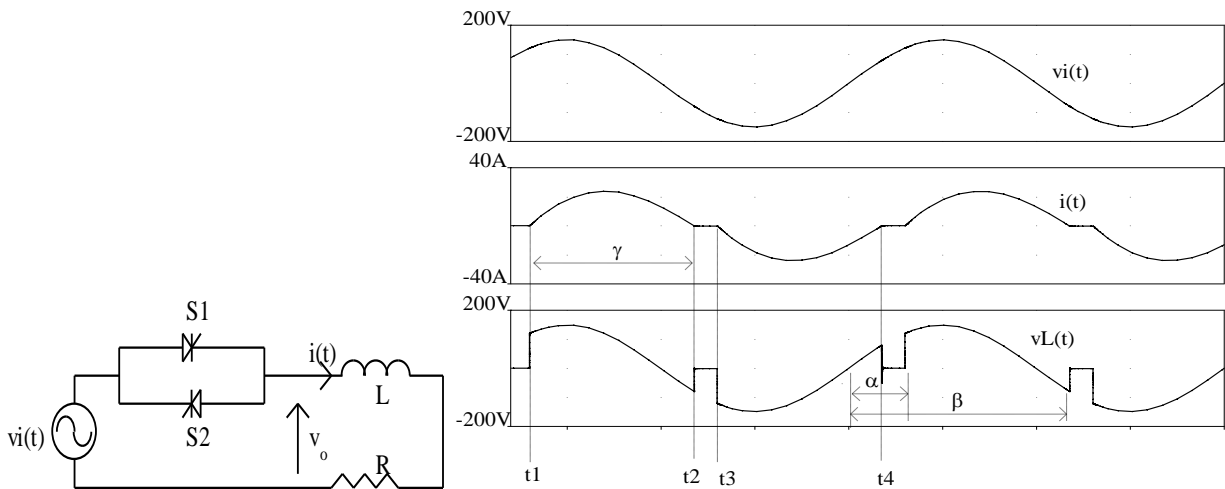


Figura 4.40 Variador de tensão CA monofásico e carga RL.

O intervalo controlável do circuito é para ângulos de disparo na faixa $\phi \leq \alpha \leq \pi$. Para ângulo menores que ϕ obtém-se corrente unidirecional (caso o pulso de disparo seja de curta duração), ou condução constante (caso o pulso de *gate* seja largo).

Supondo que a corrente inicial pelo indutor seja nula, a expressão para a corrente no semiciclo positivo é:

$$i_o(t) = \frac{V_i}{Z} \cdot \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\left(\frac{\omega t - \alpha}{\text{tg}(\phi)}\right)} \right] \quad (4.25)$$

Z é o valor obtido da eq. (4.24) para a frequência da rede.

A corrente se anula para um ângulo de extinção, β , obtido pela solução numérica de:

$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\left[\frac{\beta - \alpha}{\text{tg}(\phi)}\right]} \quad (4.26)$$

O tiristor conduz por um ângulo $\gamma = \beta - \alpha$. A tensão eficaz de saída é:

$$V_{O_{ef}} = \frac{V_i}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[\beta - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} - \frac{\sin(2\beta)}{2} \right]} \quad (4.27)$$

Apêndice: Tiristores

O nome tiristor engloba uma família de dispositivos semicondutores que operam em regime chaveado, tendo em comum uma estrutura de quatro camadas semicondutoras numa sequência p-n-p-n, apresentando um funcionamento biestável.

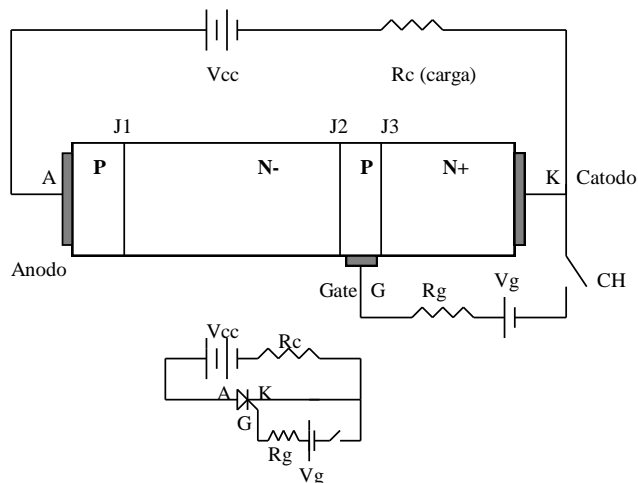
O tiristor também é chamado de SCR (Retificador Controlado de Silício), sendo esta uma marca da General Electric, primeira empresa a desenvolver este dispositivo. Há outros componentes com a estrutura de quatro camadas, todos com características biestáveis: LASCR (SCR ativado por luz), também chamado de LTT (Light Triggered Thyristor), TRIAC (tiristor triodo bidirecional), DIAC (tiristor diodo bidirecional), GTO (tiristor comutável pela porta), MCT (Tiristor controlado por MOS).

Princípio de funcionamento

O tiristor é formado por quatro camadas semicondutoras, alternadamente p-n-p-n, possuindo três terminais: *anodo* e *catodo*, pelos quais flui a corrente principal, e a *porta* (ou *gate*) que, a partir de uma injeção de corrente entre *gate* e catodo faz com que se estabeleça a corrente anódica. A figura ilustra uma estrutura simplificada do dispositivo.

Se entre anodo e catodo tivermos uma tensão positiva, as junções J1 e J3 estarão diretamente polarizadas, enquanto a junção J2 estará reversamente polarizada. O componente permanece desligado, na ausência de corrente de *gate* até que a tensão V_{ak} se eleve ao valor V_{BO} no qual ocorre a ruptura da barreira de potencial em J2.

Com a aplicação de uma tensão V_{gk} positiva, circulará uma corrente através de J3, com portadores negativos indo do catodo para a porta. Por construção, a camada P da porta é suficientemente estreita para que parte destes elétrons que cruzam J3 possua energia cinética suficiente para vencer a barreira de potencial existente em J2, sendo então atraídos pelo anodo.

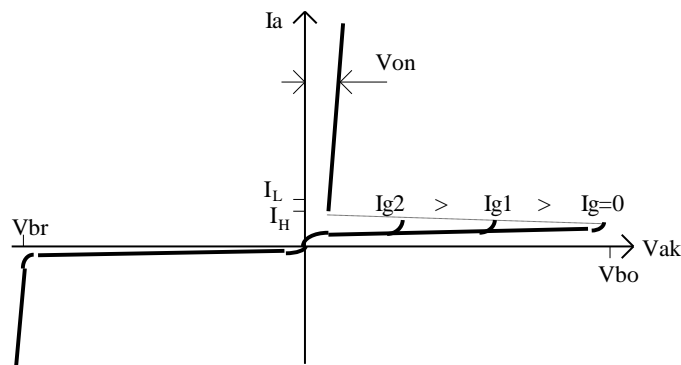


Funcionamento básico do tiristor e seu símbolo.

Desta forma, a junção reversamente polarizada (J2) tem sua diferença de potencial diminuída pela chegada desses portadores. Como V_{ak} se torna menor que V_{cc} (na figura), estabelece-se uma corrente entre anodo e catodo. Como a junção J1 está diretamente polarizada, quando se inicia a condução uma grande quantidade de portadores é injetada do anodo para a região N-, o que faz com que a diferença de potencial em J2 se reduza ainda mais, elevando a corrente de anodo, em um processo cumulativo até que o dispositivo esteja em plena condução.

Uma vez em condução plena, o tiristor assim permanecerá até que a corrente de anodo se reduza abaixo do valor de manutenção (holding), I_H .

Iniciado o processo de entrada em condução, que se dá no interior do semicondutor com uma ampliação progressiva da seção condutora de corrente, a estímulo de *gate* pode ser retirado, sem levar o SCR ao desligamento, desde que a corrente de anodo tenha atingido I_L , chamado de corrente de "latching".



Característica estática do tiristor.

Quando a tensão V_{ak} for negativa, J1 e J3 estarão reversamente polarizadas, enquanto J2 estará diretamente polarizada. Como a região do catodo é muito dopada (N+), a junção J3 não é capaz de bloquear tensões reversas elevadas, de modo que cabe à junção J1 manter o estado de bloqueio do componente no estado de bloqueio reverso. A tensão é bloqueada até o limite V_{BR} , em geral igual a V_{BO} . Quando se atinge a ruptura reversa o dispositivo entra em avalanche, sem redução de tensão, o que provoca um surto de potência que destrói o componente.

Devido a características construtivas do dispositivo, a aplicação de uma polarização reversa do terminal de *gate* não permite a comutação do SCR. Tal desligamento comandado somente se tornou possível na década de 1980, com a evolução da tecnologia de semicondutores, permitindo o desenvolvimento do GTO (Gate Turn-Off thyristor) e, posteriormente do MCT (MOS Controlled Thyristor), que não serão estudados nessa aula.

Maneiras de disparar um tiristor

Podemos considerar cinco maneiras de fazer com que um tiristor entre em condução:

a) Tensão $V_{ak} > V_{bo}$

Quando polarizado diretamente, no estado desligado, a tensão de polarização é aplicada sobre a junção J2. O aumento da tensão V_{ak} leva a uma expansão da região de transição tanto para o interior da camada do *gate* quanto para a camada N- adjacente. Mesmo na ausência de corrente de *gate*, por efeito térmico, sempre existirão cargas livres que penetram na região de transição (no caso, elétrons), as quais são aceleradas pelo intenso campo elétrico presente em J2. Quando V_{ak} atinge a tensão de ruptura direta, V_{bo} , ocorre um processo de avalanche. Tal fenômeno, do ponto de vista do comportamento do fluxo de cargas pela junção J2, tem efeito similar ao de uma injeção de corrente pelo *gate*, ou seja, dá início a uma corrente de anodo de modo que o dispositivo entrará em plena condução. Como V_{ak} se reduz, a potência dissipada é mínima e não ocorre destruição do componente.

b) Ação da corrente positiva de porta

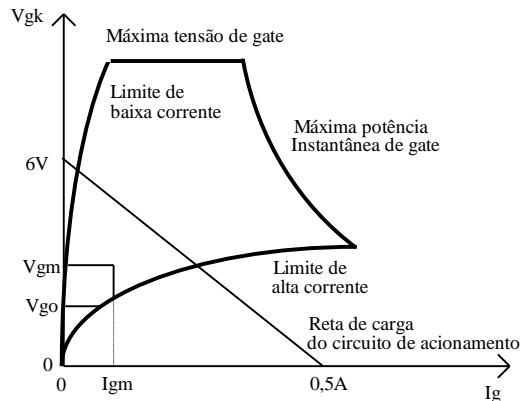
O disparo através da corrente de porta é a maneira usual de ser ligado o tiristor. É importante o conhecimento dos limites máximos e mínimos para a tensão V_{gk} e a corrente I_g .

O valor V_{gm} indica a mínima tensão de *gate* que garante a condução de todos os componentes de um dado tipo, na mínima temperatura especificada.

O valor V_{go} é a máxima tensão de *gate* que garante que nenhum componente de um dado tipo entrará em condução, na máxima temperatura de operação.

A corrente I_{gm} é a mínima corrente necessária para garantir a entrada em condução de qualquer dispositivo do mesmo tipo, na mínima temperatura.

Para garantir a operação correta do componente, a reta de carga do circuito de acionamento deve garantir a passagem além dos limites V_{gm} e I_{gm} , sem exceder os demais limites (tensão, corrente e potência máximas).



Condições para disparo de tiristor através de controle pela porta.

c) Taxa de crescimento da tensão direta

Quando reversamente polarizadas, a área de transição de uma junção comporta-se de maneira similar a um capacitor, devido ao campo criado pela carga espacial. Considerando que praticamente toda a tensão está aplicada sobre a junção J2 (quando o SCR estiver desligado e polarizado diretamente), a corrente que atravessa tal junção é dada por:

$$I_j = \frac{d(C_j \cdot V_{ak})}{dt} = C_j \cdot \frac{dV_{ak}}{dt} + V_{ak} \cdot \frac{dC_j}{dt}$$

Onde C_j é a capacitância da junção.

Quando V_{ak} cresce, a capacitância diminui, uma vez que a região de transição aumenta de largura. Entretanto, se a taxa de variação da tensão for suficientemente elevada, a corrente que atravessa a junção pode ser suficiente para levar o tiristor à condução.

Uma vez que a capacitância cresce com o aumento da área do semiconductor, os componentes para correntes mais elevadas tendem a ter um limite de dv/dt menor. Observe-se que a limitação diz respeito apenas ao crescimento da tensão direta ($V_{ak} > 0$). A taxa de crescimento da tensão reversa não é importante, uma vez que as correntes que circulam pelas junções J1 e J3, em tal situação, não tem a capacidade de levar o tiristor ao estado de condução.

d) Temperatura

Em torno da temperatura ambiente (300 K) a corrente de fuga numa junção p-n de silício reversamente polarizada, dobra aproximadamente com o aumento de 8° C. Assim, a elevação da temperatura pode resultar uma corrente através de J2 que, associada à polarização da junção, pode levar o tiristor à condução.

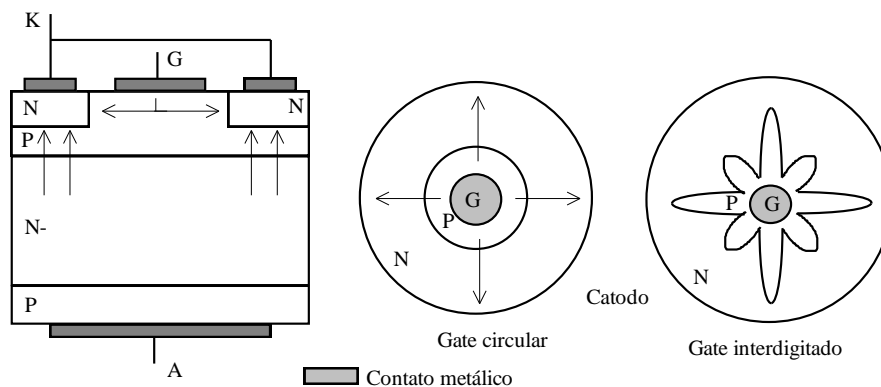
e) Energia radiante

Energia radiante dentro da banda espectral do silício, incidindo no cristal, produz considerável quantidade de pares elétrons-lacunas, aumentando a quantidade de portadores livres na região de transição, possibilitando a condução do tiristor. Este tipo de acionamento é o utilizado nos LASCR, cuja aplicação principal é em sistemas que operam em elevado potencial, nos quais a isolação necessária só é obtida por meio de acoplamentos óticos.

Parâmetros básicos de tiristores

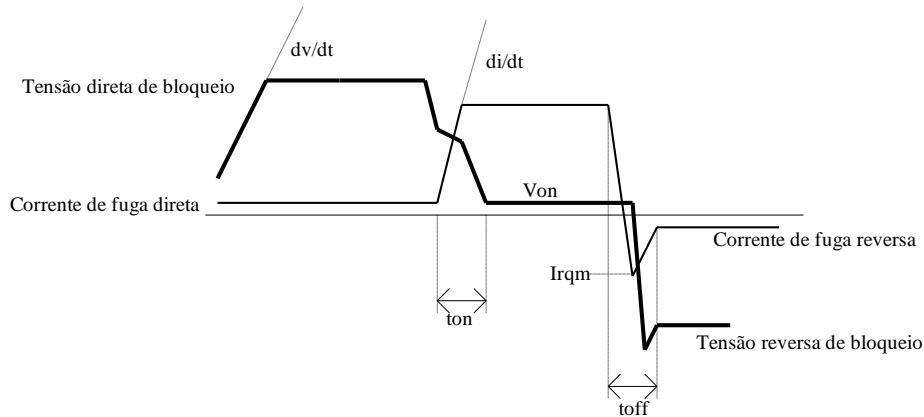
Apresenta-se a seguir alguns parâmetros típicos de tiristores e que caracterizam condições limites para sua operação. Alguns já foram apresentados e comentados anteriormente e serão, pois, apenas citados aqui.

- Tensão direta de ruptura (V_{BO})
- Máxima tensão reversa (V_{BR})
- Máxima corrente de anodo (I_{amax}): dada em valor RMS, médio, de pico e instantâneo (não repetitivo).
- Máxima temperatura de operação (T_{jmax}): A capacidade de bloqueio do dispositivo é garantida desde que a temperatura na junção não exceda esse limite.
- Resistência térmica (R_{th}): é a diferença de temperatura entre dois pontos especificados ou regiões, dividido pela potência dissipada sob condições de equilíbrio térmico. É uma medida das condições de fluxo de calor do cristal para o meio externo.
- Característica I_2t : é o resultado da integral do quadrado da corrente de anodo num determinado intervalo de tempo, sendo uma medida da máxima potência dissipável pelo dispositivo. É dado básico para o projeto dos circuitos de proteção (fusíveis).
- Máxima taxa de crescimento da tensão direta V_{ak} (dv/dt).
- Máxima taxa de crescimento da corrente de anodo (di/dt): fisicamente, o início do processo de condução de corrente pelo tiristor ocorre no centro da pastilha de silício, ao redor da região onde foi construída a porta, espalhando-se radialmente até ocupar toda a superfície do catodo, à medida que cresce a corrente. Se a corrente crescer muito rapidamente, antes que haja a expansão necessária na superfície condutora, haverá um excesso de dissipação de potência na área de condução, danificando a estrutura semicondutora. Este limite é ampliado para tiristores de tecnologia mais avançada fazendo-se a interface entre *gate* e catodo com uma maior área de contato, por exemplo, "interdigitando" o *gate*.



Expansão da área de condução do tiristor a partir das vizinhanças da região de *gate*.

- Corrente de manutenção de condução (I_H): a mínima corrente de anodo necessária para manter o tiristor em condução.
- Corrente de disparo (I_L): mínima corrente de anodo requerida para manter o SCR ligado imediatamente após ocorrer a passagem do estado desligado para o ligado e ser removida a corrente de porta.
- Tempo de disparo (t_{on}): é o tempo necessário para o tiristor sair do estado desligado e atingir a plena condução.
- Tempo de desligamento (t_{off}): é o tempo necessário para a transição entre o estado de condução e o de bloqueio. É devido a fenômenos de recombinação de portadores no material semicondutor.
- Corrente de recombinação reversa (I_{rqm}): valor de pico da corrente reversa que ocorre durante o intervalo de recombinação dos portadores na junção.



Tensões e correntes características de tiristor.

Circuitos de excitação do gate

a) Condução

Conforme foi visto, a entrada em condução de um tiristor é controlada pela injeção de uma corrente no terminal da porta. A duração do sinal de disparo deve ser tal que permita à corrente de anodo atingir I_L quando, então, pode ser retirada a polarização do *gate*.

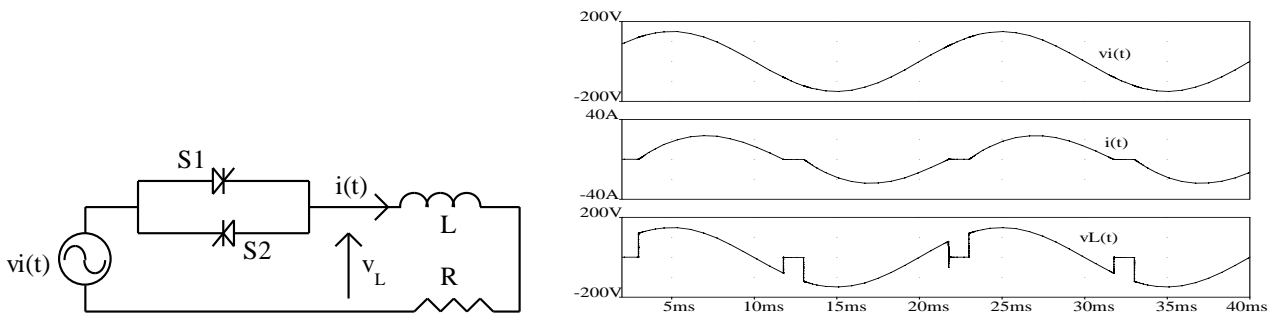
b) Comutação ou desligamento

A única condição de desligamento do tiristor é que a corrente de anodo fique abaixo do valor I_H .

Não existe uma maneira de se desligar o tiristor através de seu terminal de *gate*. GTOs e MCTs, com uma estrutura interna mais complexa, são passíveis de desligamento comandado pelo *gate*.

O modo mais usual desse desligamento é a chamada “Comutação Natural”, que se apresenta quando a alimentação é em CA. Em função do caráter ondulatorio da tensão da fonte, em algum instante a corrente tenderá a se inverter e terá, assim, seu valor diminuído abaixo de I_H , desligando o tiristor.

A figura mostra um circuito de um controlador de tensão CA, alimentando uma carga RL, bem como as respectivas formas de onda. Observe que quando a corrente se anula a tensão sobre a carga se torna zero, indicando que nenhum dos SCRs está em condução.



Controlador de tensão CA com carga RL e formas de onda típicas, mostrando a “comutação natural”.

O uso de tiristores a partir de fontes CC é muito raro por conta dessa impossibilidade desligamento comandado.

Circuitos Amaciadores

O objetivo destes circuitos é evitar problemas advindos de excessivos valores de dv/dt e di/dt , conforme descritos anteriormente.

a) O problema di/dt

Uma medida capaz de limitar possíveis danos causados pelo crescimento excessivamente rápido da corrente de anodo é construir um circuito acionador de *gate* que tenha alta derivada de corrente para que seja rápida a expansão da área condutora.

Um indutor em série com o tiristor limita o crescimento da corrente de anodo durante a entrada em condução do dispositivo, dando oportunidade à expansão da área condutora, sem produzir elevada densidade de corrente. Tal indutor pode ser saturável de maneira a atuar apenas no início da condução.

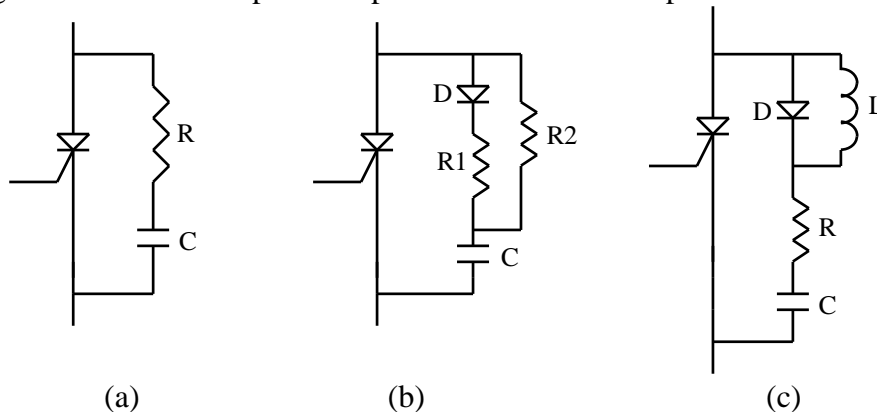
b) O problema do dv/dt

A limitação do crescimento da tensão direta V_{ak} , usualmente é feita pelo uso de circuitos RC, RCD, RLCD entre anodo e catodo.

No caso mais simples (a), quando o tiristor é comutado, a tensão V_{ak} segue a dinâmica dada pelo circuito RC e, além disso, desvia a corrente de anodo facilitando a comutação. Quando o SCR é ligado o capacitor descarrega-se, ocasionando um pico de corrente no tiristor, limitado pelo valor de R.

No caso (b) este pico pode ser reduzido pelo uso de diferentes resistores para os processos de carga e descarga de C. No 3º caso, o pico é limitado por L, o que não traz eventuais problemas de alto di/dt . A corrente de descarga de C auxilia a entrada em condução do tiristor para obter um $I_a > I_L$, uma vez que se soma à corrente de anodo proveniente da carga.

A energia acumulada no capacitor é praticamente toda dissipada sobre o resistor de descarga.



Circuitos amaciadores para dv/dt .

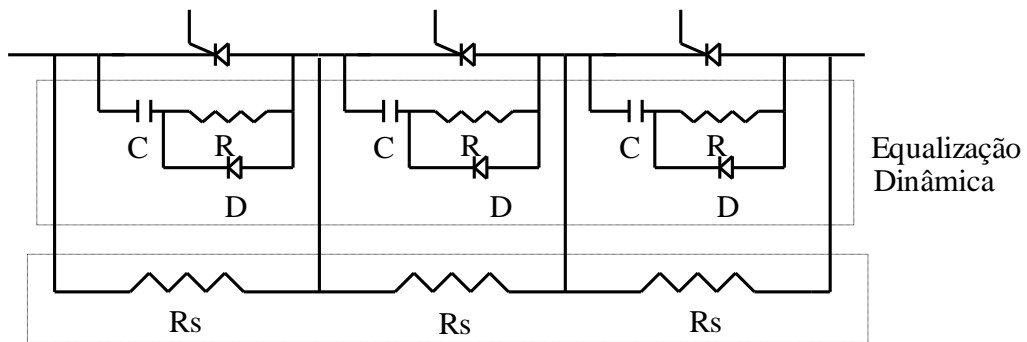
Associação de Tiristores

Desde o início da utilização do tiristor, em 1958, têm crescido constantemente os limites de tensão e corrente suportáveis, atingindo hoje faixas de vários KV e kA. Há, no entanto, diversas aplicações nas quais é necessária a associação de mais de um destes componentes, seja pela elevada tensão de trabalho, seja pela corrente exigida pela carga.

Quando a corrente de carga, ou a margem de sobre-corrente necessária, não pode ser suportada por um único tiristor, é essencial a ligação em paralelo. A principal preocupação neste caso é a equalização da corrente entre os dispositivos, tanto em regime, como durante a comutação. Diversos fatores influem na distribuição homogênea da corrente, desde aspectos relacionados à tecnologia construtiva do dispositivo, até o arranjo mecânico da montagem final.

Quando o circuito opera com tensão superior àquela suportável por um único tiristor, é preciso associar estes componentes em série, com precauções para garantir a distribuição equilibrada de tensão entre eles. Devido a diferenças nas correntes de bloqueio, capacitâncias de junção, tempos

de atraso, quedas de tensão direta e recombinação reversa, redes de equalização externa são necessárias, bem como cuidados quanto ao circuito de disparo.



Equalização estática

Circuito de equalização de tensão em associação série de tiristores.