

10. CONVERSORES CA-CA: VARIADORES DE TENSÃO E CICLOCONVERSORES

Neste capítulo serão estudados dois tipos de conversores que, a partir de uma tensão de entrada alternada, produzem na saída uma tensão também alternada mas de características distintas, seja em valor eficaz, seja em frequência, ou em ambas.

Quando se altera apenas o valor da tensão CA, temos os chamados Variadores de Tensão, enquanto os cicloconversores permitem produzir saída com frequência distinta daquela presente na entrada.

10.1 Variadores de tensão

Em algumas aplicações, alimentadas em corrente alternada (CA), 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 (Barbi), Contatores Estáticos (Labrique e Santana), Controladores (Rashid; Sen).

Como aplicações típicas podem-se citar, dentre outras:

- aquecimento (controle de temperatura);
- reguladores de tensão;
- controle de intensidade luminosa em lâmpadas incandescentes;
- acionamento de motores CA;
- partida suave de motores de indução;
- compensação de reativos em sistemas de potência (RCT, CCT).

Os dispositivos semicondutores de potência empregados em tais conversores são, tipicamente, tiristores, uma vez que se pode contar com a ocorrência de comutação natural. Em aplicações de baixa potência pode-se fazer uso de TRIACs, enquanto para potência mais elevada utilizam-se 2 SCRs em antiparalelo, como mostra a figura 10.1.

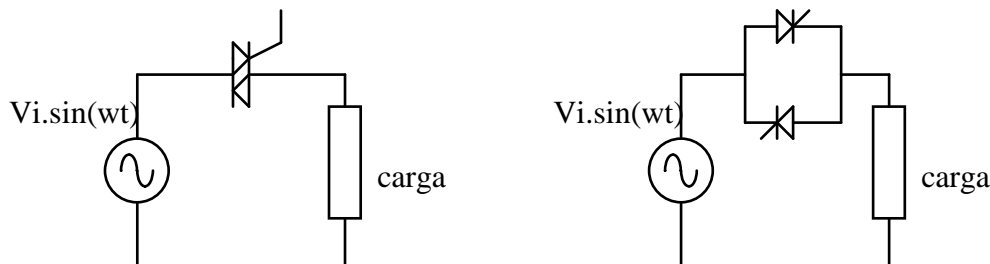


Figura 10.1 - Variador de tensão CA (monofásico) com TRIAC e com SCR.

Dois tipos de controle são normalmente empregados: o controle liga-desliga e o controle de fase.

10.1.1 Controle Liga-Desliga

Este tipo de controle é usado em situações em que a constante de tempo da carga é muito grande em relação ao período da rede CA, como em sistemas de aquecimento.

O controle consiste simplesmente em ligar e desligar a alimentação da carga (em geral uma resistência). O intervalo de condução e também o de bloqueio do interruptor é tipicamente de muitos ciclos da rede.

Quando a carga é do tipo resistivo, tanto o início da condução quanto seu final podem ocorrer em situações em que tensão e corrente são nulas (início e final de cada semiciclo da rede)

tem-se, então, o chamado controle por ciclos inteiros. Sua vantagem é o de praticamente eliminar problemas de Interferência Eletromagnética (IEM) devido a baixos valores de di/dt e dv/dt produzidos por este tipo de modulação.

Escolhe-se uma base de tempo contendo muitos ciclos da tensão de alimentação. Dentro do período escolhido, a duração do fornecimento de potência à carga varia desde um número máximo inteiro de semiciclos até zero. A precisão do ajuste depende, assim, da base de tempo utilizada. Por exemplo, numa base de 1 segundo existem 120 semiciclos. O ajuste da tensão aplicada à carga pode ter uma resolução mínima de 1/120.

Um método de se conseguir o controle é usar um gerador de sinal triangular, de frequência fixa que é comparado com um sinal CC de controle. O sinal dente de serra estabelece a base de tempo do sistema. O sinal de controle CC vem do circuito de controle da temperatura. A potência entregue à carga varia proporcionalmente a este sinal. A figura 10.2 ilustra este funcionamento. Durante “n” ciclos a carga permanece conectada à alimentação, enquanto fica “m” desconectada.

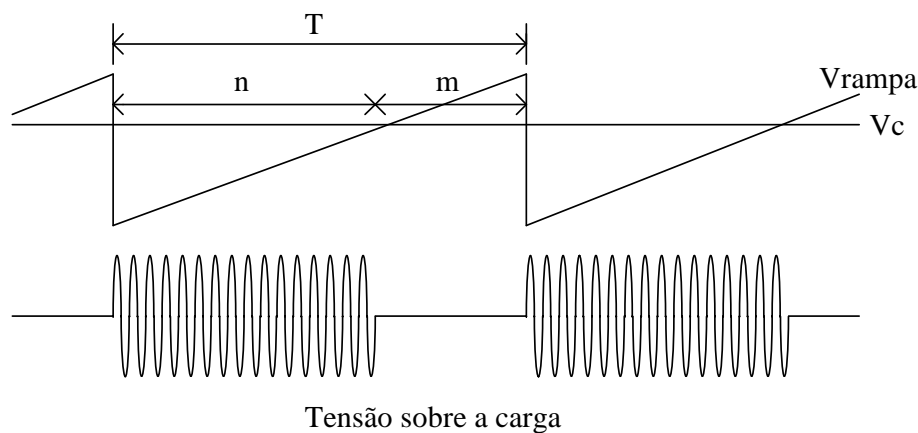


Figura 10.2 - Operação de controle por ciclos inteiros.

A tensão eficaz aplicada à carga (considerando o período T) é dada por:

$$V_{\text{of}} = \sqrt{\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} V_i^2 [\sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} \quad (10.1)$$

$$= \frac{V_i}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{n}{n+m}} = V_{\text{ef}} \sqrt{\delta} \quad (10.2)$$

onde V_i é o valor de pico da tensão de entrada (senoidal); V_{ef} é o respectivo valor eficaz e δ é a relação entre o número de ciclos de alimentação da carga dividido pelo número total de ciclos controláveis, podendo ser interpretada como a razão cíclica do controlador.

Em termos do impacto deste tipo de controle sobre a qualidade da energia elétrica, embora não se tenha problema de IEM, tem-se a produção de variação de tensão no alimentador em virtude da carga estar ou não conectada. Isto pode, potencialmente, violar normas que versam sobre este assunto (IEC 61000-3-3).

10.1.2 Controle de fase

No chamado Controle de Fase, em um dado semiciclo da rede, o interruptor (tiristor) é acionado em um determinado instante, fazendo com que a carga esteja conectada à entrada 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 seqüência.

10.2 Circuitos monofásicos

10.2.1 Carga Resistiva

Para um variador de tensão CA, cujo circuito e formas de onda estão mostrados na figura 10.3 para uma carga resistiva, o desligamento do SCR 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.

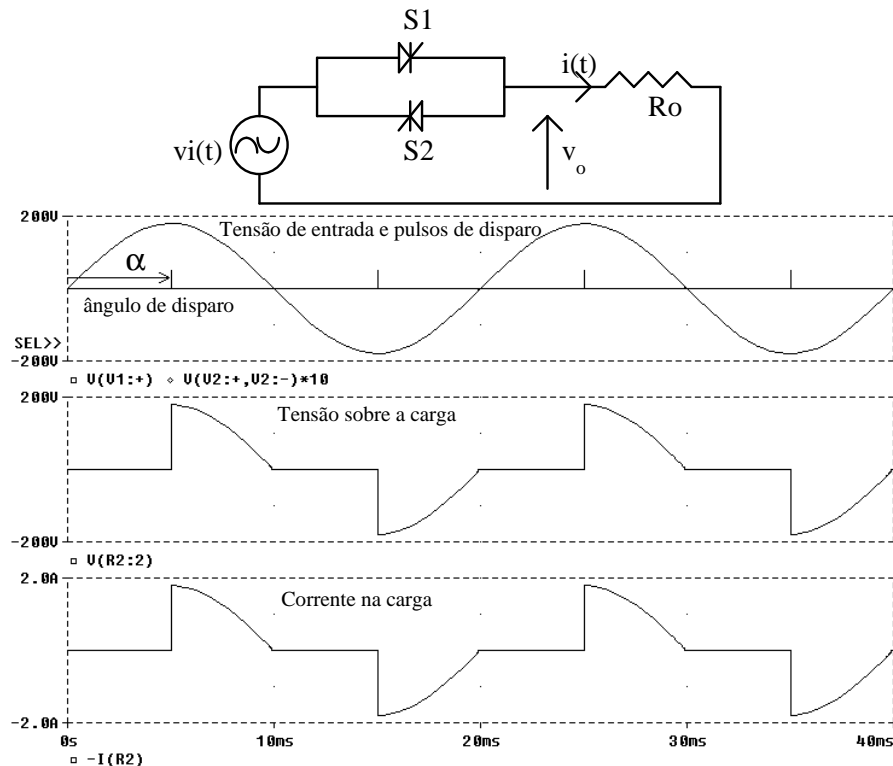


Figura 10.3 - Circuito e forma de onda de variador de tensão CA monofásico alimentando carga resistiva.

O valor eficaz da tensão aplicada à carga resistiva é:

$$V_{O_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_i \cdot \sin(\theta))^2 \cdot d\theta} = V_i \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}} \quad (10.3)$$

onde: $v_i(t) = V_i \cdot \sin(\theta)$ e $\theta = \omega t$

α é o ângulo de disparo do SCR, em radianos, medido a partir do cruzamento da tensão com o zero.

A figura 10.4 mostra a variação da tensão eficaz de saída como função do ângulo de disparo, supondo condução simétrica de ambas 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 10.4.

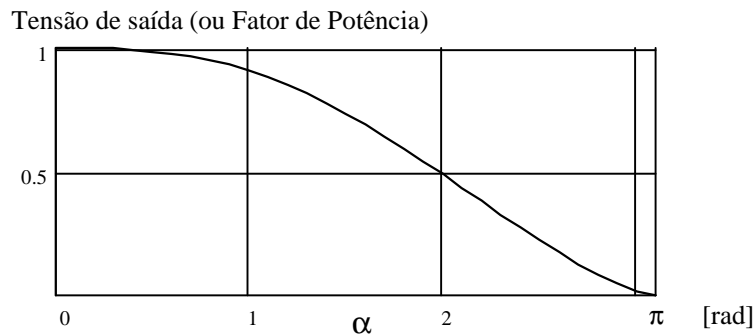


Figura 10.4 - Tensão de saída (sobre uma carga resistiva), normalizada em relação ao valor eficaz da tensão de entrada.

A amplitude da componente fundamental da corrente sobre a carga é dada por:

$$V_{h1} = V_i \cdot \sqrt{\left[\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} \right]^2 + \frac{[\cos(2\alpha) - 1]^2}{(2\pi)^2}} \quad (10.4)$$

A variação das componentes harmônica da tensão na carga está mostrada na figura 10.5 e sendo dada por:

$$V_{h_{(2k-1)}} = \frac{V_i}{\pi} \sqrt{\frac{k^2 - k + 1}{2k^2 \cdot (k-1)^2} - \frac{\cos(2\alpha)}{2k \cdot (k-1)} + \frac{\cos(2k\alpha)}{2k^2 \cdot (k-1)} - \frac{\cos[2(k-1)\alpha]}{2k \cdot (k-1)^2}} \quad (10.5)$$

para k inteiro e maior que 1.

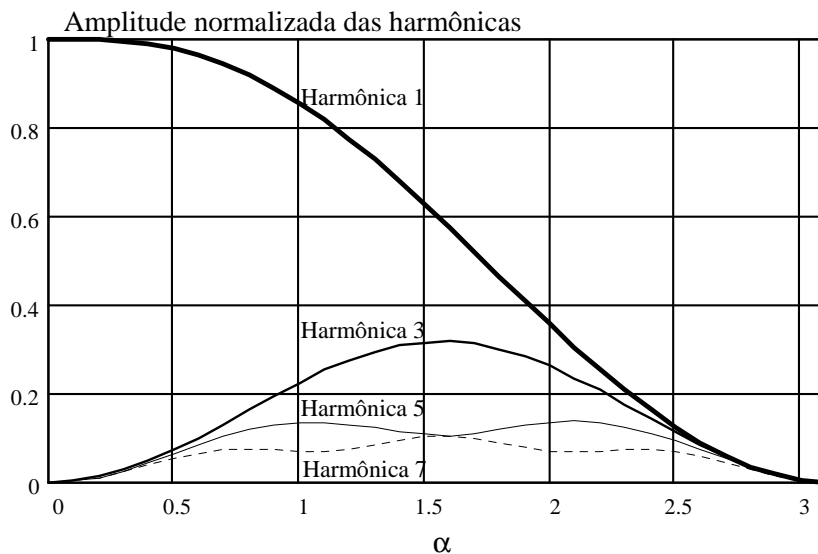


Figura 10.5 - Amplitude dos harmônicos de tensão (normalizado em relação à amplitude da tensão de entrada), para carga resistiva.

Na figura 10.6 tem-se, para um ângulo de disparo de 90°, o espectro da tensão (e da corrente) na carga. Note que, normalizando em relação ao valor da tensão de entrada, os valores coincidem com os previstos na figura 10.5.

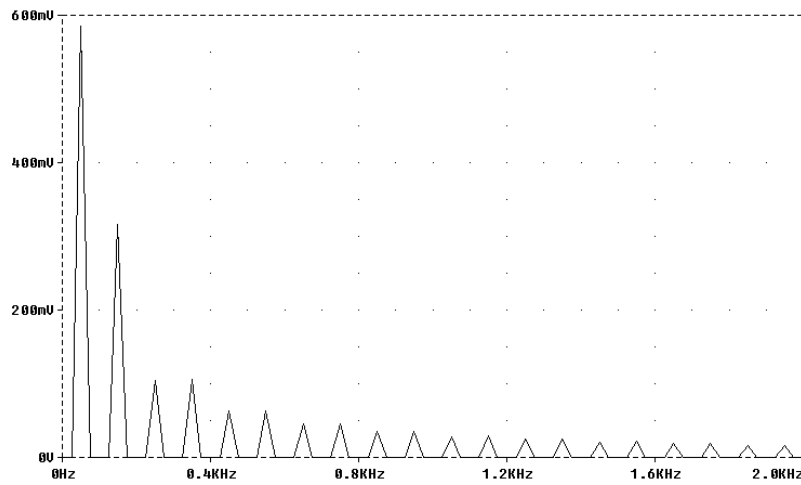


Figura 10.6 – Espectro da tensão sobre a carga ($\alpha=90^\circ$).

10.2.2 Carga indutiva

A figura 10.7 mostra topologia e formas de onda típicas em um variador de tensão, para alimentação monofásica, 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.

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 10.8 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 semi-ciclo. Isto faz com que o variador de tensão se comporte como um curto, mantendo uma corrente CA, mas sem controle.

A corrente obedece à seguinte expressão:

$$i(t) = \frac{V_i}{\omega L} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] \quad (10.6)$$

O valor eficaz da tensão de saída é:

$$V_{o_{ef}} = V_i \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (10.7)$$

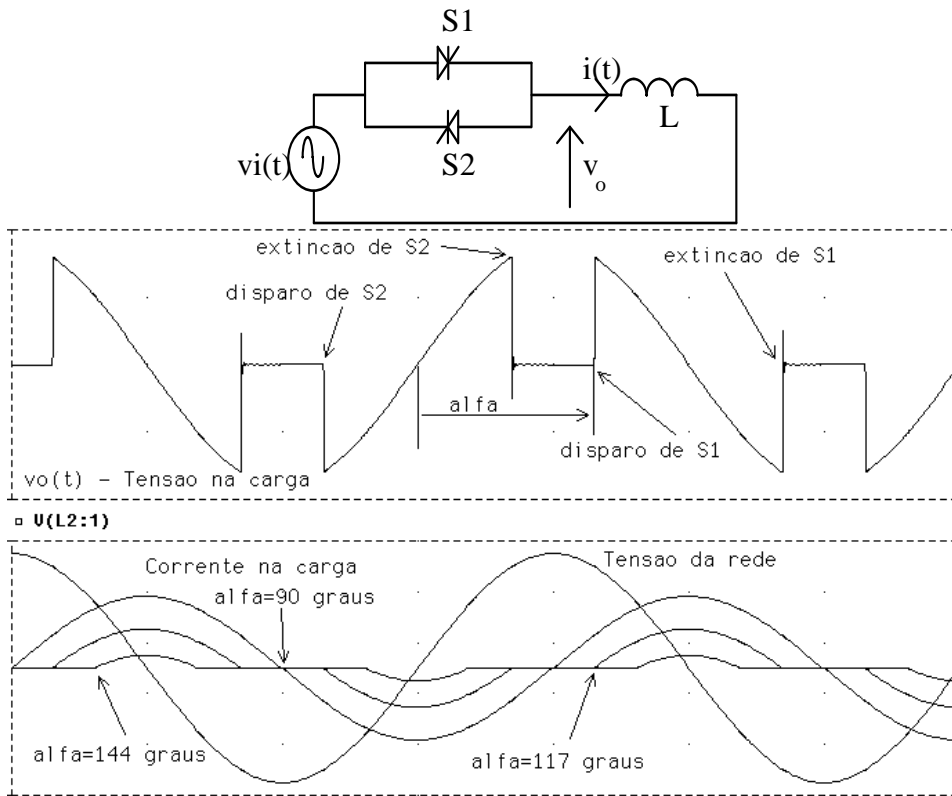


Figura 10.7 - Circuito e formas de onda de variador de tensão CA com carga indutiva.

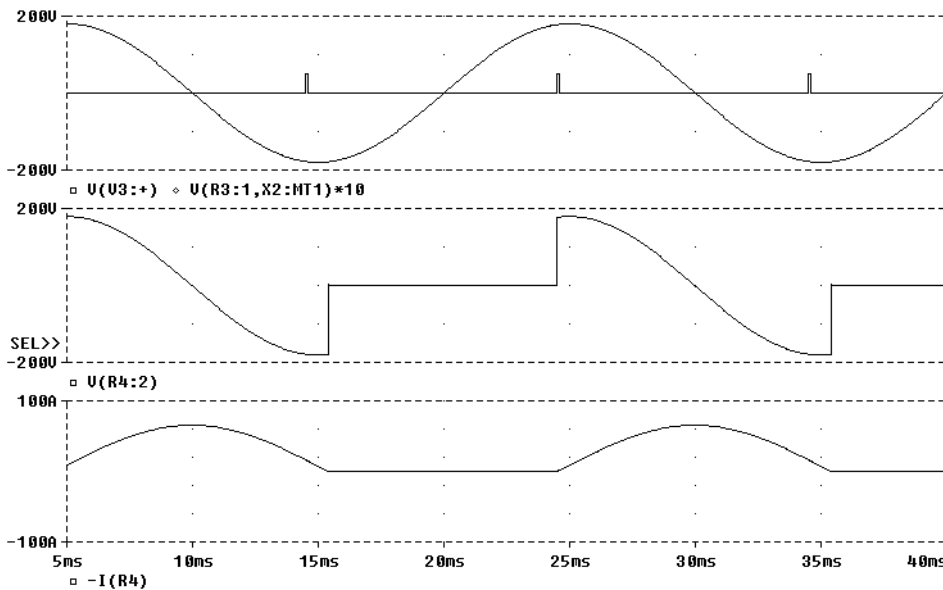


Figura 10.8 – Formas de onda para ângulo de disparo menor que 90° (pulso estreito).

A figura 10.9 mostra a variação do valor desta tensão (normalizado em relação à tensão de entrada), como função do ângulo de disparo.

As amplitudes das componentes fundamental e harmônicas (ímpares) são mostradas na figura 10.10 e valem, respectivamente:

$$V_{h1} = \frac{2V_i}{\pi} \cdot \left[\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right] \tag{10.8}$$

$$V_{h_{(2k-1)}} = \frac{2V_i}{\pi} \cdot \left\{ \frac{\sin(2k\alpha)}{2k} - \frac{\sin[2(k-1)\alpha]}{2(k-1)} \right\} \quad (10.9)$$

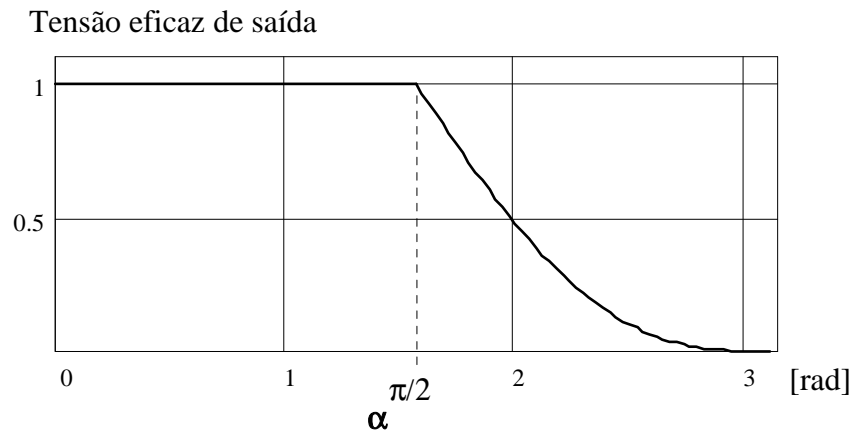


Figura 10.9 – Tensão de saída (valor eficaz), normalizada, para carga indutiva.

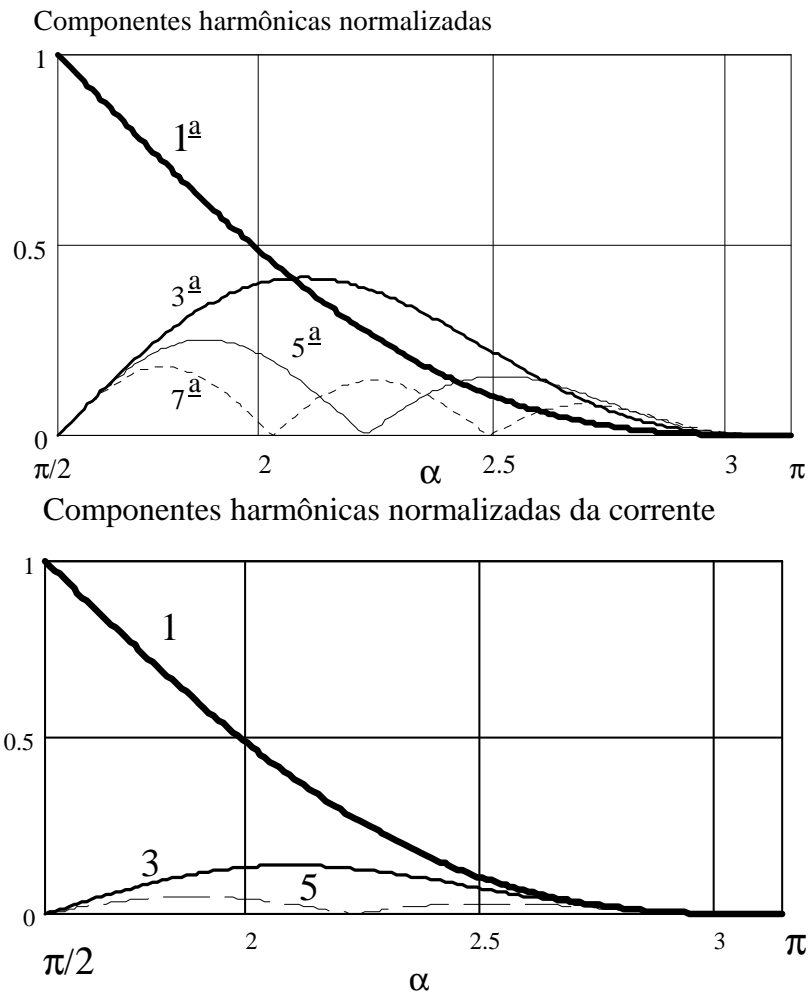


Figura 10.10 Amplitude (normalizada) das harmônicas da tensão e da corrente sobre uma carga indutiva.

10.2.3 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 10.11 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 S1, 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, S2, recebe o pulso de comando em t_3 , iniciando o semiciclo negativo da corrente, a qual se extinguirá em t_4 .

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \tag{10.10}$$

$$\phi = \text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) \tag{10.11}$$

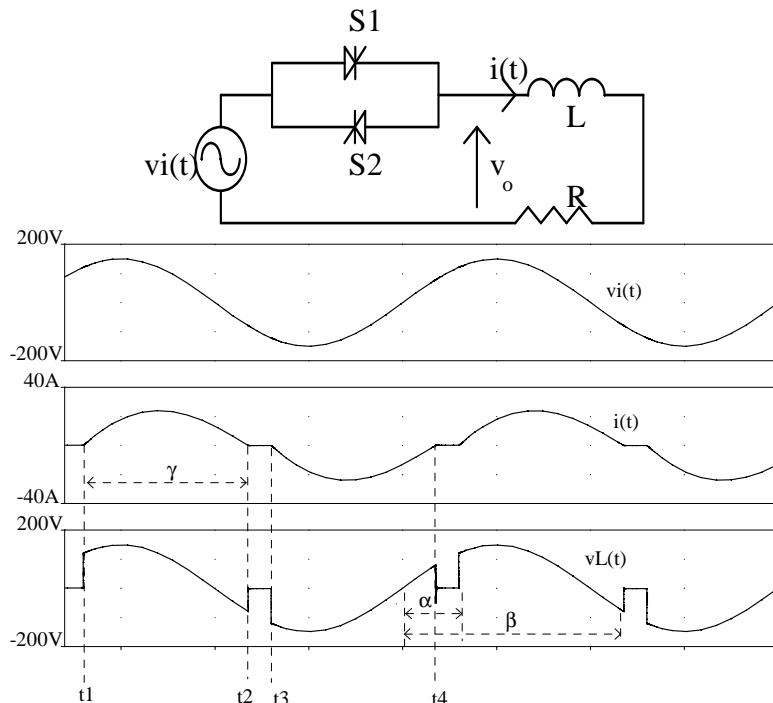


Figura 10.11 - Variador de tensão ca monofásico e carga RL.

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:

$$i_o(t) = \frac{V_i}{Z} \cdot \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\text{tg}(\phi)}} \right] \tag{10.12}$$

Z é o valor obtido da eq. (10.10) para a frequência da rede.

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

$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{[\beta - \alpha]}{\text{tg}(\phi)}} \tag{10.13}$$

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

$$V_{O_{ef}} = \frac{V_i}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[\beta - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} - \frac{\sin(2\beta)}{2} \right]} \quad (10.14)$$

10.3 Variadores de tensão trifásico

A figura 10.12 mostra diferentes possibilidades de conexões de variadores de tensão e cargas trifásicas.

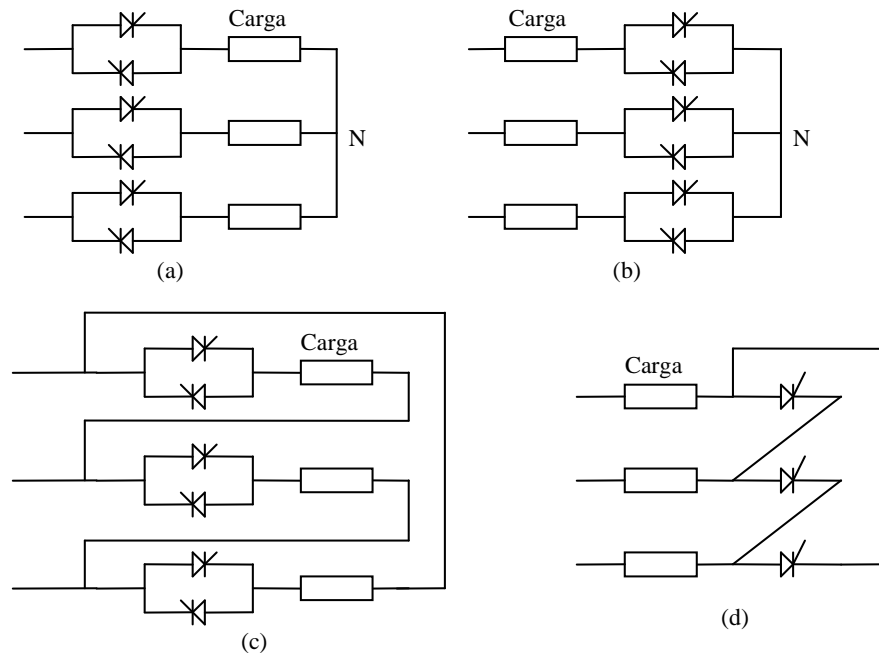


Figura 10.12 - Topologias de variadores de tensão trifásicos:

(a) Com carga em Y; (b) Com controlador em Y;

(c) Com variador e carga em Δ ; (d) Com variador em Δ .

10.3.1 Carga resistiva

Nos casos em que a conexão é em Y, se o neutro (N) estiver conectado, cada fase comporta-se como no caso monofásico apresentado anteriormente. Em situações em que o neutro não estiver ligado, podem ocorrer 2 casos:

a) Conduzem todas as 3 fases

A corrente em cada fase é dada pela relação entre a tensão de cada fase e a respectiva resistência da carga.

b) Conduzem apenas 2 fases

A corrente presente nas fases em condução é dada pela relação entre a tensão de linha e a associação em série das cargas das respectivas fases.

Para um ângulo de disparo entre 0° e 60° , medidos, em cada fase, em relação ao início do semiciclo da tensão fase-neutro, tem-se a situação indicada na figura 10.13 (para um ângulo de disparo de 42°), ou seja, condução simultânea de 2 ou 3 tiristores. Para um ângulo entre 60° e 90° , apenas 2 tiristores conduzem, cada um deles por um intervalo contínuo de 120° . Para ângulos entre 90° e 150° , conduzem 2 tiristores, mas existe um intervalo em que a corrente se anula, como mostra a figura 10.14 para um ângulo de 108° .

Na situação mostrada na figura 10.14, como os tiristores deixam de conduzir antes que se dê o disparo da outra fase, o pulso de disparo de uma fase deve ser também enviado ao tiristor da outra fase que deve conduzir, para que exista um caminho para a corrente.

Para ângulos de disparo maiores que 150° não existe condução simultânea de 2 tiristores, de modo que não existe corrente por nenhuma das fases.

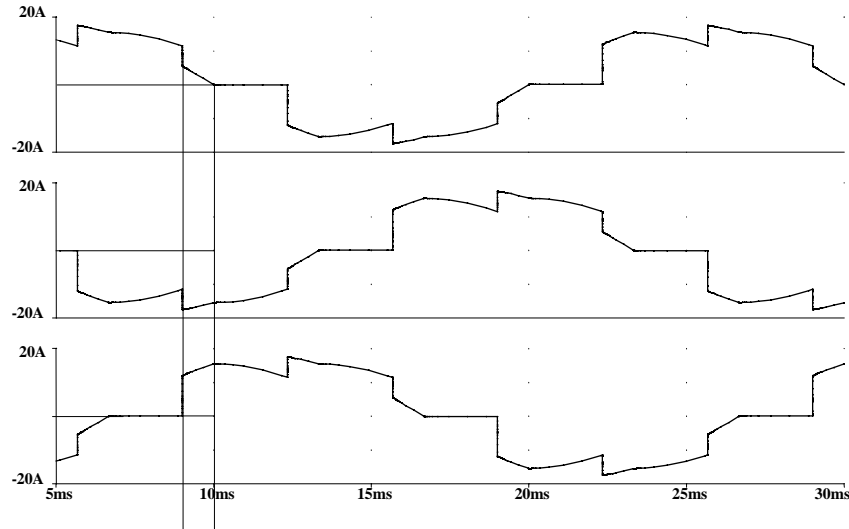


Figura 10.13 - Formas de onda de corrente em controlador trifásico em Y (disparo a 42°).

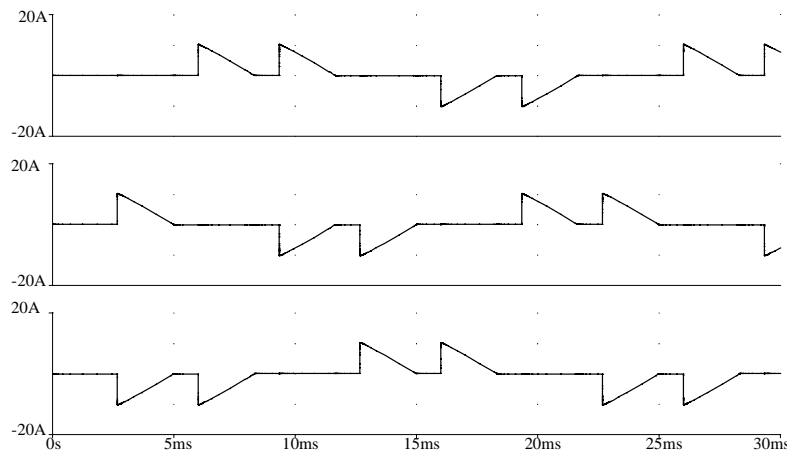


Figura 10.14 - Formas de onda de corrente em controlador trifásico em Y (disparo a 108°) .

Para *tensões de linha* com amplitude V_i , as tensões eficazes em cada fase da carga, para cada intervalo são:

Para $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$:

$$V_{O_{ef}} = \sqrt{3} \cdot V_i \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin(2\alpha)}{8} \right) \right]^{1/2} \quad (10.15)$$

Para $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$:

$$V_{O_{ef}} = \sqrt{3} \cdot V_i \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3 \cdot \sin(2\alpha)}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos(2\alpha)}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (10.16)$$

Para $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$:

$$V_{O_{ef}} = \sqrt{3} \cdot V_i \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin(2\alpha)}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos(2\alpha)}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (10.17)$$

A conexão do variador de tensão em Δ é possível quando se tem acesso aos terminais das cargas. Uma vantagem é que as correntes de fase são menores do que as correntes de linha, o que reduz as exigências relativas à capacidade de corrente dos tiristores.

Para carga resistiva, a faixa de controle se estende de 0 a 180 graus. A tensão eficaz de fase tem a mesma expressão do circuito monofásico, afinal, o controle é feito sobre cada fase individualmente. O ângulo de disparo é medido em relação às tensões de linha.

$$V_{O_{ef}} = \frac{V_i}{\sqrt{2}} \cdot \left[\frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (10.18)$$

A figura 10.15 mostra formas de onda típicas de uma corrente de fase e uma corrente de linha resultante.

A corrente de fase possui, tipicamente, todos os harmônicos ímpares. No entanto, como a carga está em Δ , as harmônicas múltiplas ímpares da terceira harmônica não aparecem na corrente de linha. Desta forma, a corrente de linha será menor do que aquela obtida da relação convencional de um circuito trifásico, ou seja, $I_a < \sqrt{3} \cdot I_{ab}$. A mesma figura mostra o espectro das correntes, evidenciando a não existência das harmônicas citadas.

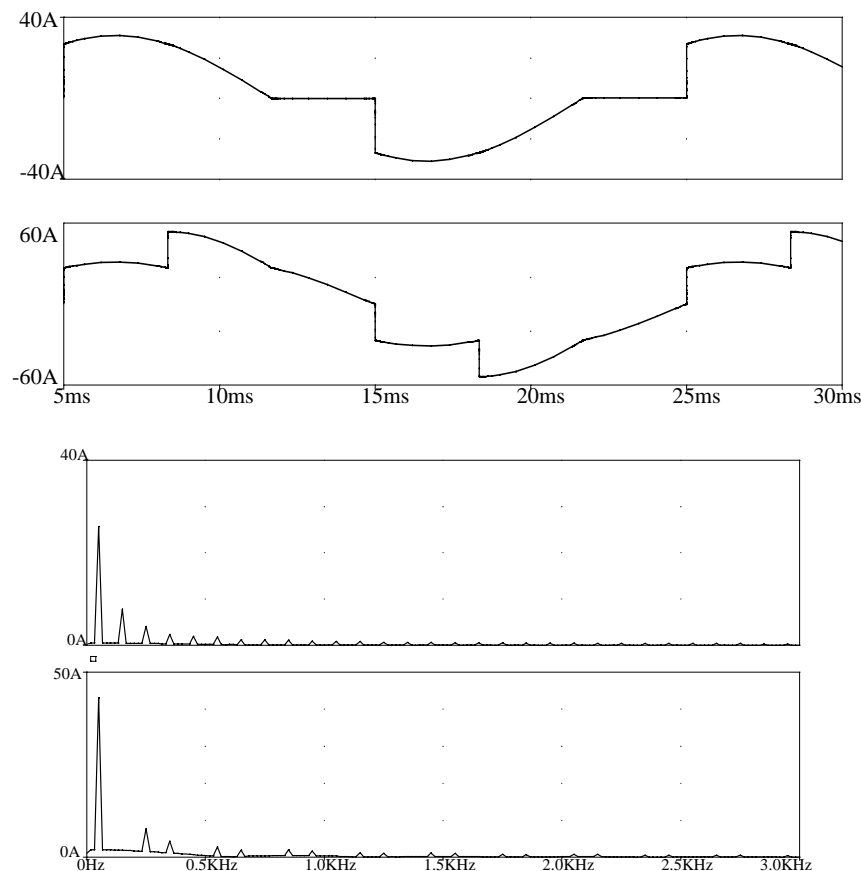


Figura 10.15 - Formas de onda de corrente de fase (superior) e corrente de linha (inferior) para conexão em Δ . Espectro das correntes de fase (superior) e de linha.

10.3.2 Carga indutiva (em Y sem neutro)

De modo análogo ao que ocorre no caso monofásico, existem comportamentos diferentes dependendo do ângulo de disparo dos tiristores.

Para ângulos menores que 90 graus, os SCRs conduzem continuamente, não havendo controle sobre a carga.

Para ângulos entre 90 e 120 graus existem instantes em que 2 fases conduzem e outros em que as 3 fases têm corrente. Pode-se determinar o ângulo β no qual uma das fases deixa de conduzir, levando o circuito ao estado em que apenas 2 fases operam. A figura 10.16 mostra a corrente em uma fase, para um ângulo de disparo de 108° .

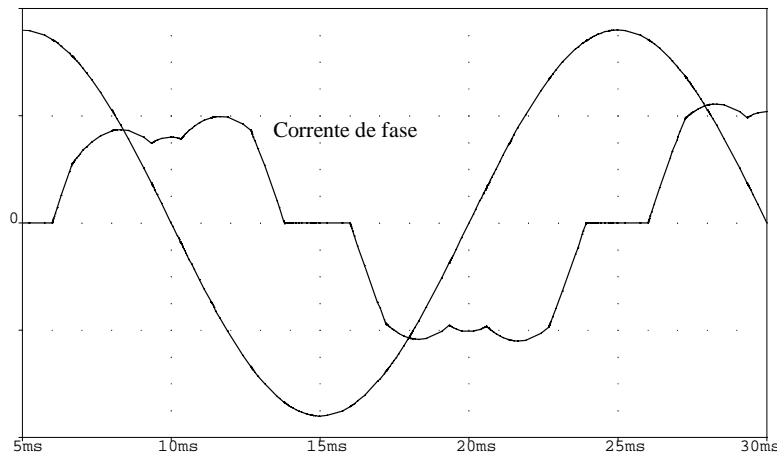


Figura 10.16 - Corrente de fase para carga indutiva e disparo entre 90 e 120 graus.

Quando o ângulo de disparo está na faixa entre 120 e 150 graus existem apenas intervalos em que conduzem 2 fases. A corrente se apresenta em pulsos simétricos que se iniciam no ângulo α e se anula no instante β , simétrico em relação ao ângulo de 150° . A figura 10.17 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de fase. O segundo pulso observado se deve ao fato de que a operação correta do circuito exige um pulso longo de gate (com duração de 120 graus), possibilitando um caminho de retorno para a corrente de uma das outras fases.

Para ângulos de disparo maiores que 150° não ocorre condução.

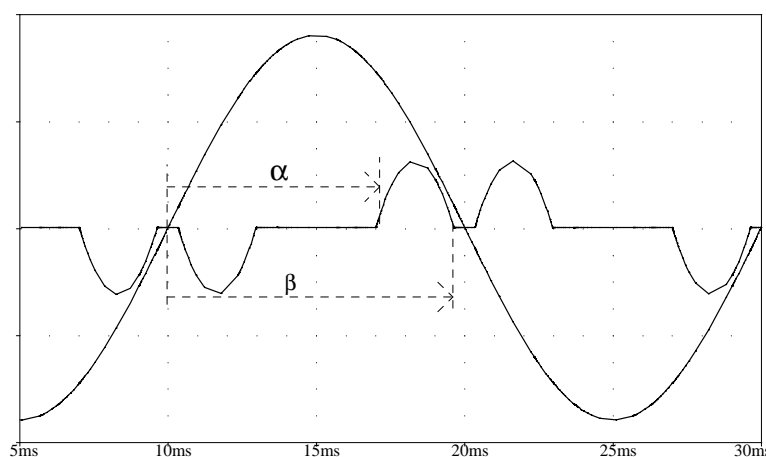


Figura 10.17 - Tensão e corrente de fase, carga indutiva, para disparo entre 120 e 150°

Na conexão em Δ , com carga indutiva, repete-se o comportamento descrito anteriormente de que cada fase opera como no caso monofásico. A corrente de linha também não apresenta os múltiplos ímpares da terceira harmônica.

10.3.3 Carga RL

De maneira análoga ao que foi descrito para o caso monofásico, a análise de cargas RL faz uso de métodos numéricos, devido à impossibilidade de obtenção de soluções analíticas. A figura 10.18 mostra formas de onda típicas, nas quais, para um dado ângulo de disparo tem-se condução de 2 ou de 3 fases, com o ângulo de anulamento da corrente sendo função do ângulo de disparo e do fator de potência da carga.

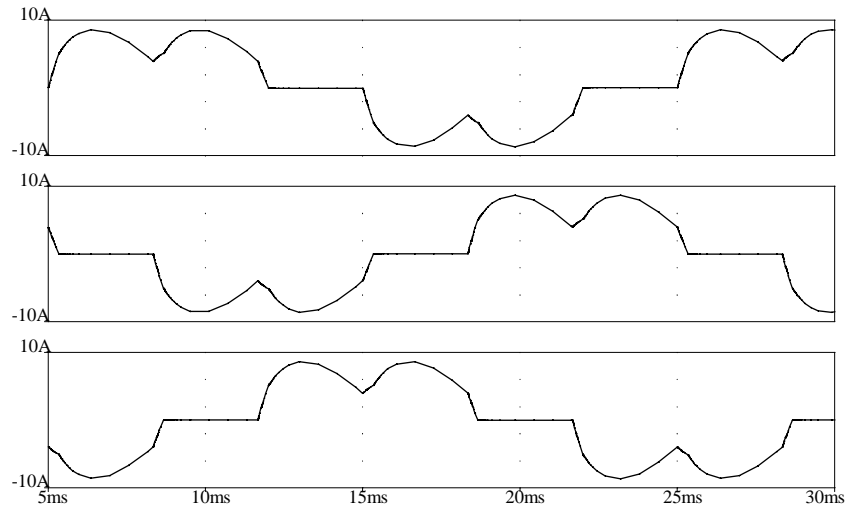


Figura 10.18 - Correntes de linha (conexão Y) em carga RL.

10.4 Exemplo de aplicação

Capacitor Chaveado a Tiristor (CCT) e Reator Controlado a Tiristor (RCT)

Consideremos o circuito mostrado na figura 10.19, no qual tem-se uma linha de transmissão, na qual são inseridos, na metade de seu comprimento, um CCT e um RCT.

A conexão do capacitor se dá com os tiristores funcionando como chaves estáticas, que permanecem continuamente em condução. Já para a conexão do indutor, faz-se um controle do ângulo de disparo. Como cargas indicam-se resistências, as quais alteram o carregamento da rede.

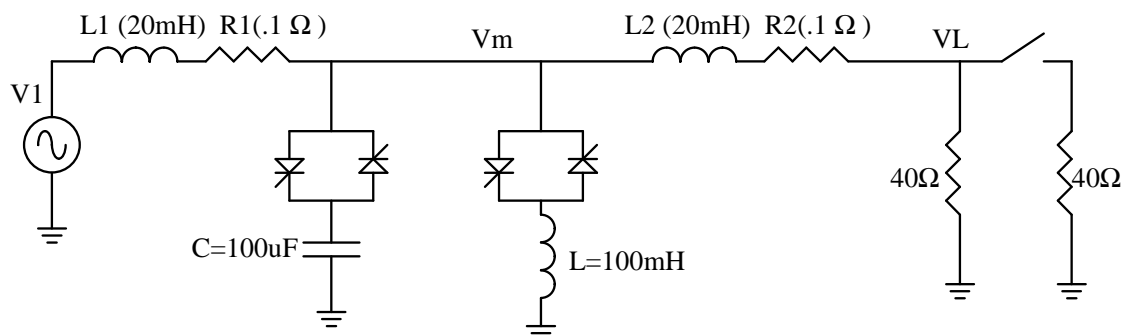


Figura 10.19 – Rede elétrica com compensadores de reativos.

10.4.1 Linha sem compensação

Neste caso não estão em funcionamento nem o CCT, nem o RCT. Como se observa na figura 10.20, existe uma queda de tensão ao longo da linha. Além disso, constata-se também uma abertura angular entre as tensões terminais, devido ao carregamento da linha.

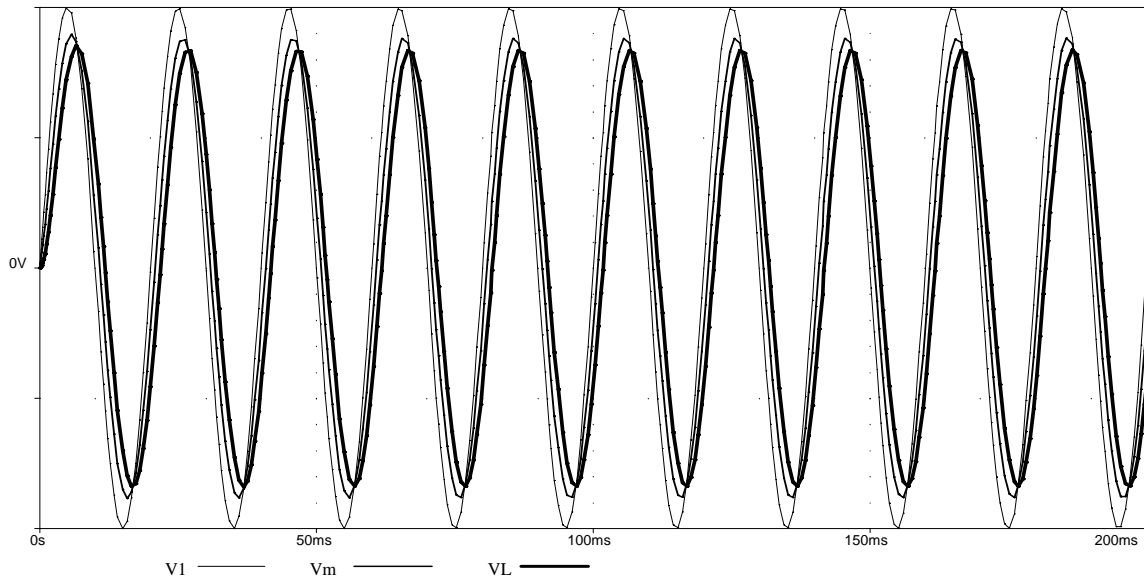


Figura 10.20 – Tensões ao longo da linha, sem compensação.

10.4.2 CCT atuando e saída de carga

Inicialmente tem-se a carga total inserida no circuito (20Ω). A colocação do capacitor no circuito (80 ms) faz a tensão no centro da linha aumentar, tornando-se maior do que a tensão na própria entrada (sobre-compensação). Na carga tem-se uma tensão com amplitude praticamente igual à da entrada.

Em 150 ms, 50% da carga é desconectada, elevando a tensão de saída. Na corrente, observa-se uma correspondente redução.

Nos transitórios de conexão do CCT e de saída da carga têm-se pequenas distorções devido às condições de tensão no capacitor e corrente nos indutores.

A figura 10.21 mostra as formas de onda de tensão e de corrente no circuito.

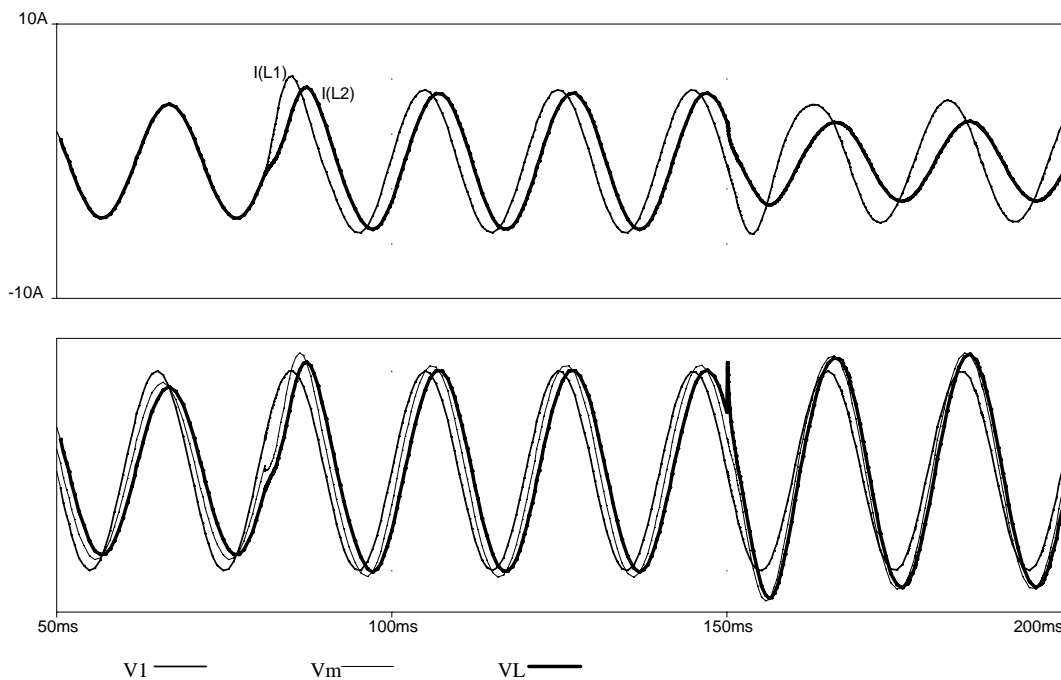


Figura 10.21 – Formas de onda de tensão e de corrente com atuação do CCT e manobra de carga.

10.4.3 CCT atuando, saída de carga e atuação do RCT

Neste caso, após a desconexão de 50% da carga, o RCT entra em funcionamento de modo a corrigir a elevação na tensão de saída.

A figura 10.22 mostra tal funcionamento, com a carga sendo desconectada em 100ms e o RCT passando a atuar em 170ms. Note-se que a ação do RCT permite, ao consumir parte da potência reativa inserida no sistema pelo CCT, recuperar o valor desejado para a tensão na carga.

A corrente distorcida produzida pelo RCT, ao circular pelo circuito, provoca distorções também nas tensões, como mostra a figura 10.23. A inclusão de um filtro de harmônicas (principalmente a 3^a), permite uma substancial redução na distorção que se observa na tensão, como se vê na figura 10.24.

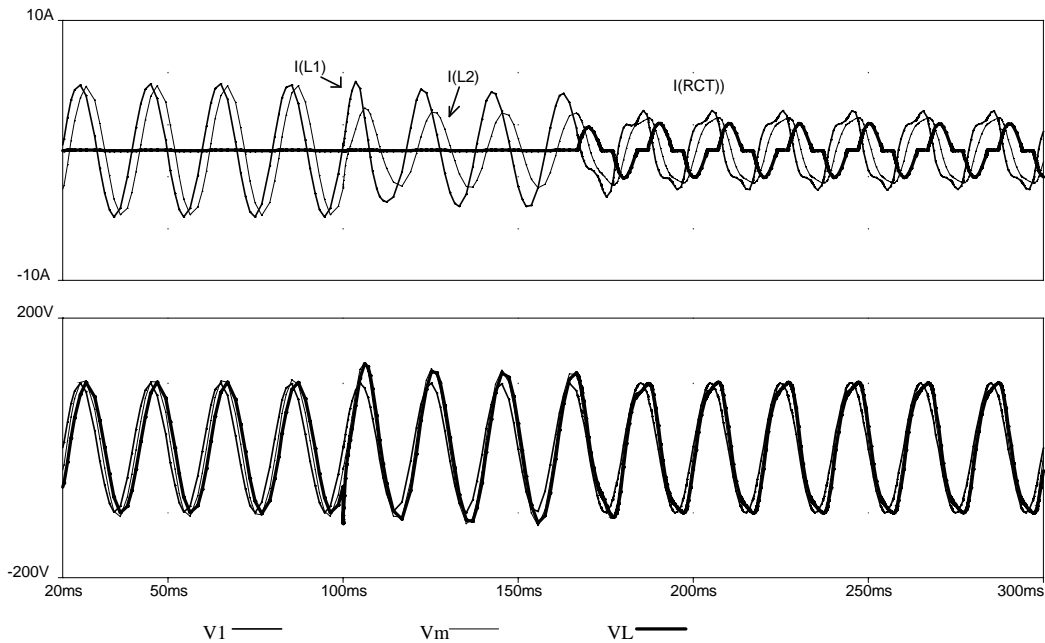


Figura 10.22 – Formas de onda com CCT (fixo), desligamento de 50% da carga e atuação do RCT.

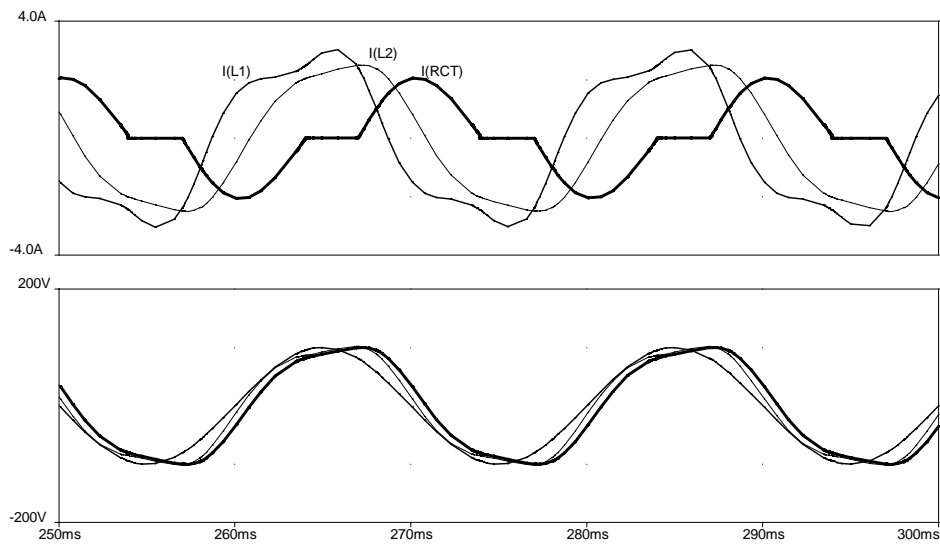


Figura 10.23 - Detalhe da distorção harmônica introduzida pelo SVC

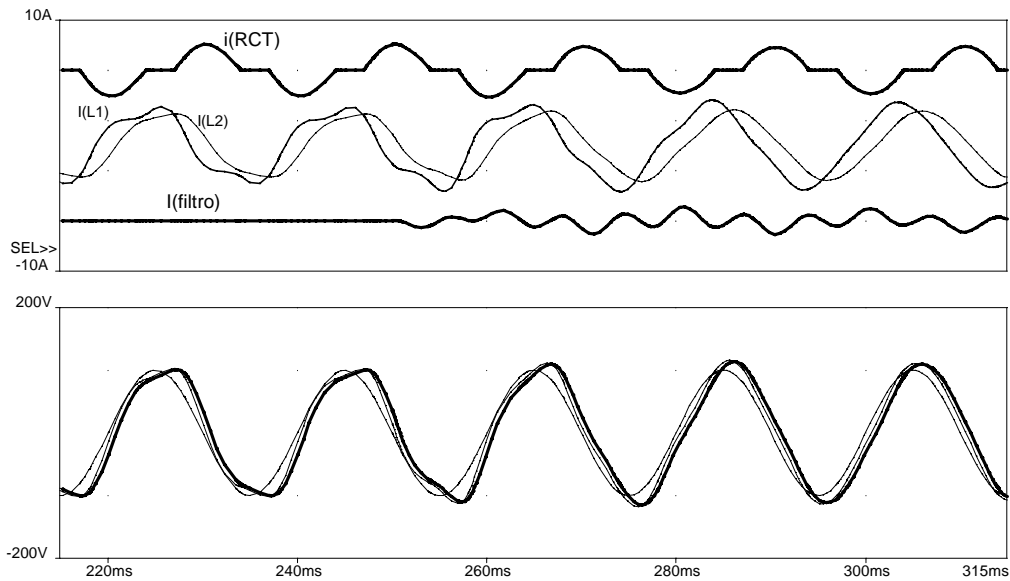


Figura 10.24 – Formas de onda com atuação de filtro de 3ª harmônica.

10.5 Cicloconvertedores com comutação natural

Cicloconvertedores são associações de retificadores controlados (como os vistos no capítulo dos conversores CA-CC), de maneira que cada um dos retificadores produza, sobre a carga, tensões com valores médios opostos, como ilustra a figura 10.25, para o caso de entradas trifásicas e saída monofásica.

Aplicação típica deste tipo de circuito é no acionamento de grandes motores CA (indução ou síncrono), na faixa de centenas ou milhares de kVA, em baixas velocidades, como ocorre em moínhos, por exemplo, para fabricação de cimento. Dada a alta potência requerida, não é possível utilizar transistores. Uma vez que a aplicação exige frequências baixas sobre a carga, torna-se possível utilizar tiristores com comutação natural.

Outra aplicação é na alimentação ferroviária em 16 e 2/3 Hz, existente em alguns trechos de ferrovias européias. Cicloconvertedores, com entrada em 50Hz, tem substituído os conversores rotativos anteriormente usados. Ainda no setor ferroviário, há locomotivas diesel-elétricas, cujos geradores (acionados por motores diesel) fornecem uma tensão em 400Hz. Um cicloconversor reduz esta frequência para fazer o acionamento de motores de indução utilizados na tração, com frequências até 50/60Hz.

O transformador que acopla os barramentos CC serve para, nas comutações entre os semiciclos limitar a corrente que eventualmente circularia entre os retificadores, por causa do atraso na comutação dos tiristores em função de se estar alimentando uma carga com característica indutiva. Dependendo da estratégia de comando dos conversores, ou do tipo de carga alimentada, este transformador pode não ser necessário, desde que se garanta que não ocorrerá condução simultânea dos conversores.

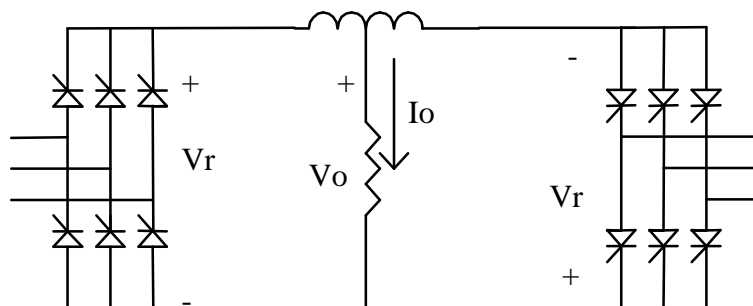


Figura 10.25 Cicloconversor com entrada trifásica e saída monofásica.

A figura 10.26 mostra forma de onda sobre a carga (resistiva) em um cicloconversor com entrada e saída monofásicas. Observe que o ângulo de disparo vai se alterando de modo que a tensão média na carga acompanhe uma variação senoidal. Neste caso tem-se uma entrada em 50Hz e uma saída em 5 Hz.

A figura 10.27 mostra o espectro da tensão, podendo-se verificar a presença da componente de 5 Hz e harmônicas significativas nos múltiplos de 100Hz (frequência da rede retificada).

No caso de uma carga RL (como um motor), a própria indutância da carga atua como um elemento de filtragem, o que levará a uma redução na ondulação da corrente. Por outro lado, como se utilizam SCRs, os mesmos só desligam quando a corrente por eles se anula, de modo que a tensão instantânea sobre a carga pode apresentar valores negativos, como se observa na figura 10.28. A componente fundamental da corrente apresenta-se atrasada em relação à tensão, de modo que o fator de potência é menor do que um. Esta defasagem faz com que existam intervalos de tempo, dentro de cada semiciclo da tensão na carga, em que existe fluxo de energia da rede para a carga (quando tensão e corrente têm mesmas polaridades) e intervalos em que a energia flui da carga para a rede (quando tensão e corrente têm polaridades opostas).

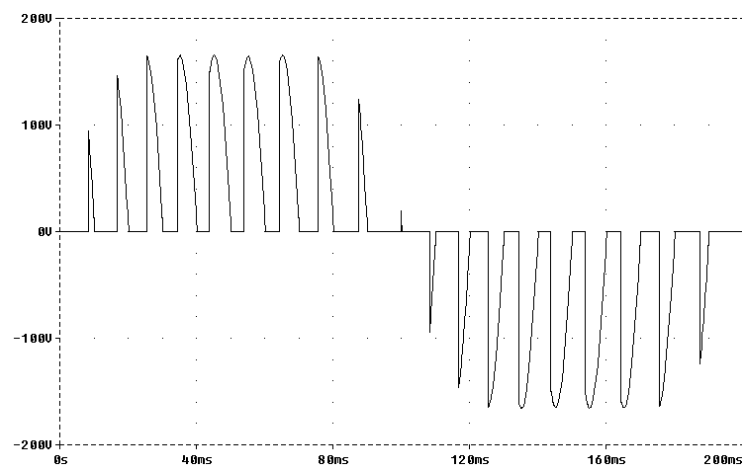


Figura 10.26 Formas de onda sobre a carga (resistiva) em cicloconversor com entrada e saída monofásicas.

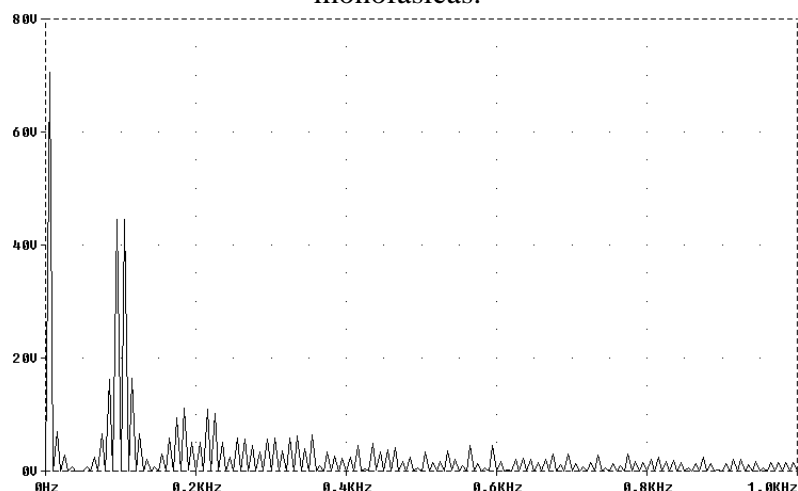


Figura 10.27 Espectro da tensão mostrada na fig. 10.27

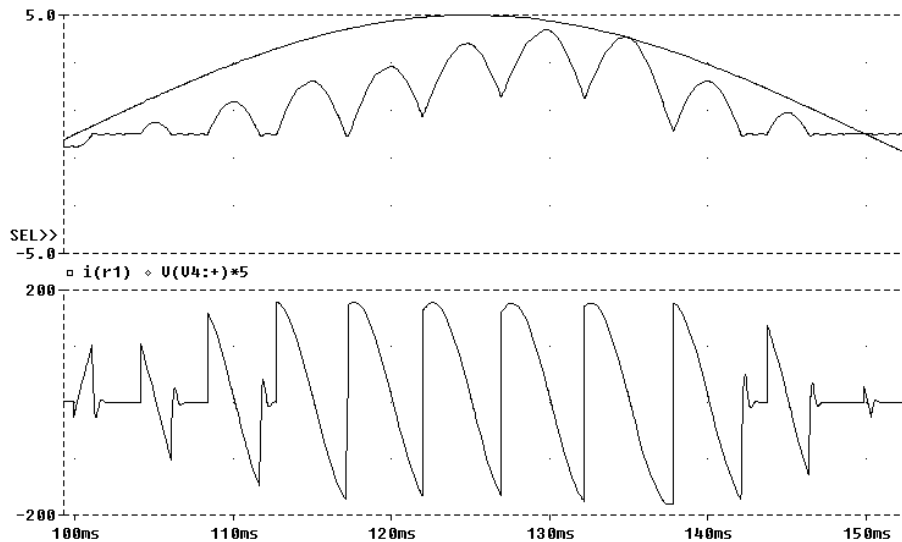


Figura 10.28 Formas de onda com carga indutiva.

No caso de cargas trifásicas, pode-se fazer uso de três conversores como o mostrado na figura 10.25. A forma de onda da tensão de linha, supondo uma carga com característica indutiva, apresenta-se como mostra a figura 10.29. Dado o fato da entrada ser trifásica, a ondulação da tensão entre fases apresenta-se com uma frequência 6 vezes maior que a da rede CA, de modo que se espera uma ondulação na corrente significativamente menor do que aquela mostrada na figura 10.28. Pode-se ainda utilizar um arranjo como o mostrado na figura 10.30, no qual utilizam-se apenas 18 SCRs, no entanto, a pulsação da tensão na carga ocorre numa frequência de apenas 3 vezes maior que a frequência da rede.

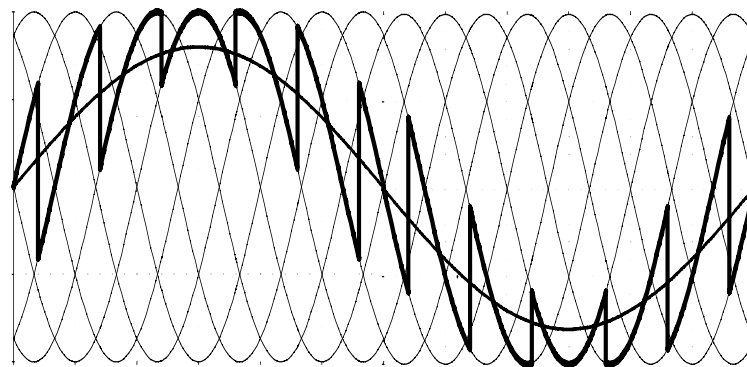


Figura 10.29 Forma de onda de saída (1 fase) em cicloconversor com entrada trifásica.

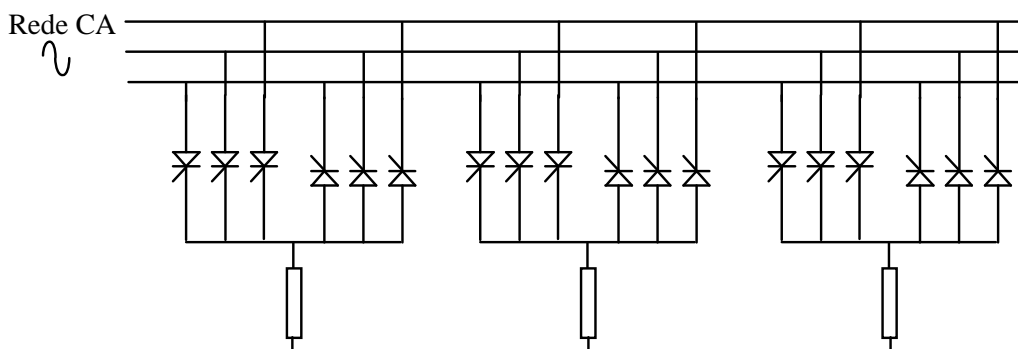


Figura 10.30 Cicloconversor com entrada e saída trifásicas.

10.6 Conversor em Matriz

Desde que esta topologia foi proposta em 1980 por Venturini, tem recebido muita atenção devido à sua simplicidade conceitual. No entanto, sua efetiva aplicação tem sido muito restrita devido à implementação prática, especialmente em termos das comutações não-ideais dos interruptores.

Como aspectos positivos têm-se:

- A ausência de elementos acumuladores de energia, pois não há indutores nem capacitores no conversor, apenas interruptores.
- Maior eficiência, quando comparado com um sistema composto por retificador e inversor, no qual haveria 4 interruptores no caminho da corrente, contra 2 neste conversor.
- Facilidade de operação em 4 quadrantes, com possibilidade de obter-se qualquer forma de onda de tensão e de corrente na saída, e qualquer forma de corrente na entrada.

A grande limitação deste conversor, como citado, reside em problemas de comutações dos interruptores. Observe-se na figura 10.31, onde está ilustrado um conversor com entrada e saída trifásicas, que a condução de 2 interruptores de um mesmo ramo coloca em curto-circuito a entrada. Devido ao fato de não se conhecer a priori a forma de onda das correntes, principalmente da carga, e à necessidade de se garantir um caminho para tais correntes (se esta tiver um comportamento indutivo) a lógica de comando pode se tornar complexa e dependente da observação de todas as tensões e correntes presentes na entrada e na saída.

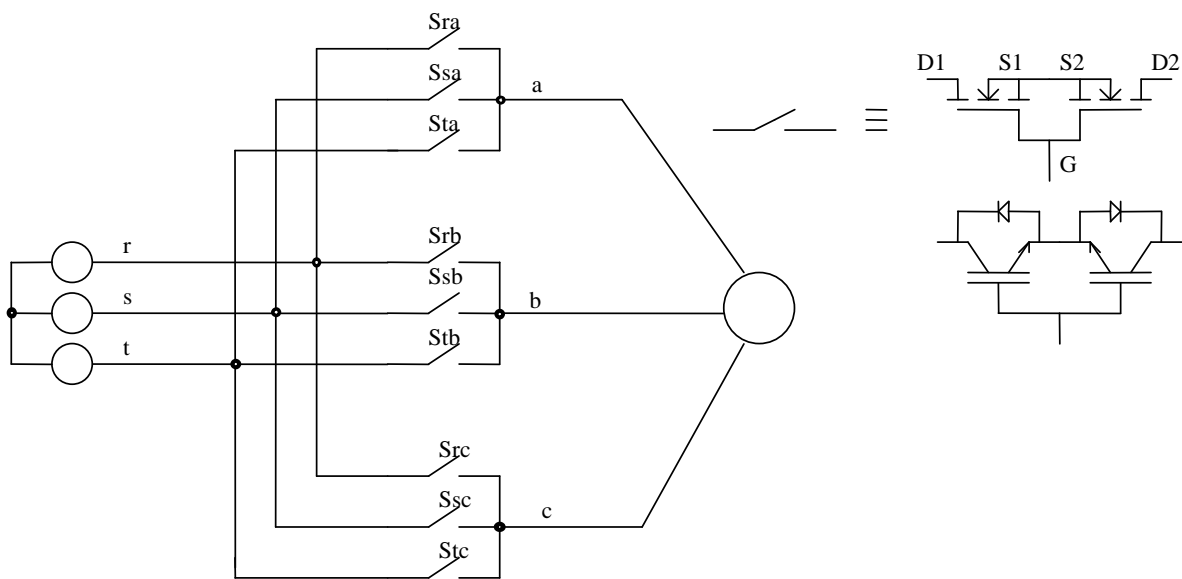


Figura 10.31 Conversor em matriz, com entrada e saída trifásicas.

Os interruptores são bidirecionais em tensão e em corrente, o que significa que devem ser capazes de conduzir e de bloquear em ambos sentidos. Uma vez que não existem tais componentes, eles devem ser realizados a partir da associação de outros como, por exemplo, dois MOSFETs, ou dois transistores e dois diodos, como também mostra a figura 10.31. Em ambos os arranjos ilustrados, o sinal de comando pode ser único, entrando em condução o transistor que estiver diretamente polarizado.

O problema da comutação pode ser ilustrado pelo exemplo da figura 10.32, onde se tem um conversor com entrada e saída monofásicas. Suponhamos que no momento analisado tanto a tensão de entrada quanto a de saída estejam com as polaridades indicadas e que a corrente da carga seja positiva. Ao ser ligada, a chave S_a conduzirá uma corrente positiva. No momento do desligamento, deve ser ligada a chave S_b de modo a dar continuidade à corrente (pois a carga tem característica indutiva). Como as chaves não são ideais, os tempos de comutação podem fazer

com que duas situações igualmente críticas surjam: se S_a abrir antes que S_b entre em condução, surgirá um pico de tensão, devido à não existência de um caminho para a corrente da carga. Por outro lado, se S_b conduzir antes que S_a tenha bloqueado, tem-se um curto-circuito aplicado na fonte, levando a um surto de corrente. Ambas situações são potencialmente destrutivas para os componentes.

O esforço atual dos pesquisadores que atuam nesta área é o de implementar técnicas de comutação que garantam a operação segura deste conversor.

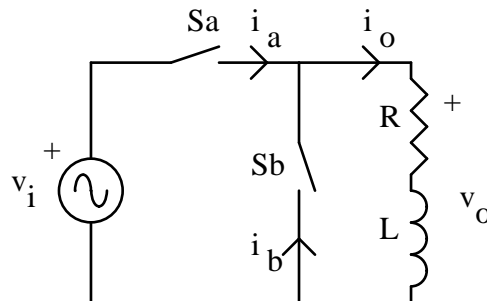


Figura 10.32 Conversor em matriz, com entrada e saída monofásicas.

Considere o conversor com entrada bifásica e saída monofásica, como mostrado na figura 10.33. Uma possível estratégia de comutação segura exige que os comandos dos interruptores ligados em cada ramo sejam independentes (embora, na conexão emissor comum, pudessem ser comandados pelo mesmo sinal).

Suponha $v_i > 0$ e $v_o > 0$ e ainda que $|v_o| < |v_i|$. Neste caso devem conduzir $S_1(D_2)$ para aplicar tensão positiva na saída, caso $i_o > 0$. Se a corrente for invertida ($i_o < 0$), quem deve conduzir é $S_2(D_1)$. Como, em princípio, não se sabe o comportamento da carga, deve-se aplicar sinal para ambos os transistores.

Para se aplicar uma tensão nula na carga (de modo a ajustar o valor “médio” desejado em v_o), desligam-se S_1 e S_2 e ligam-se S_3 e S_4 (ambos, pois não se sabe a polaridade de i_o).

O problema é que o desligamento dos transistores é mais lento do que a entrada em condução. Neste caso, a condução simultânea de S_1 , S_2 , S_3 e S_4 colocaria a entrada em curto.

Para evitar esse acontecimento é preciso adotar o seguinte procedimento, que exige o comando independente dos transistores.

- identificar a polaridade da corrente de entrada i_i .
- Desligar o transistor que não está efetivamente conduzindo (S_1 , se $i_i < 0$; S_2 se $i_i > 0$).
- Ligar S_3 e S_4 (já que não mais há possibilidade de curto-circuito na entrada).
- Desligar o outro transistor ligado à fonte.

Na comutação seguinte repete-se o procedimento de desligamento seqüencial para S_3 e S_4 , dependendo da polaridade de i_o .

Observa-se que o procedimento de comando exige a medição dos valores instantâneos das correntes no circuito. No conversor trifásico-trifásico, a complexidade, obviamente, cresce consideravelmente.

Diferentemente do que ocorre nos cicloconversores, em que só é possível sintetizar formas de onda na saída com frequência abaixo da frequência da entrada, neste caso, como são utilizados interruptores totalmente controláveis (transistores ou GTOs), pode-se operar tanto abaixo quanto acima da frequência da entrada. Topologias alternativas, com saída monofásica, ou com entrada e saída monofásicas também são possíveis.

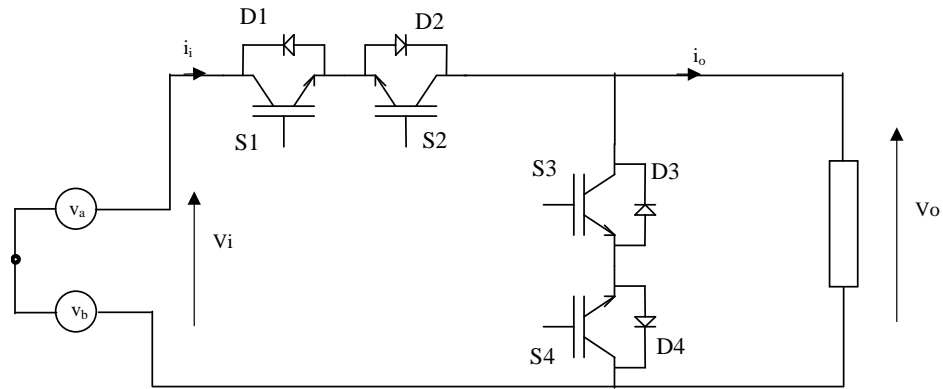


Figura 10.33 Conversor em matriz, com entrada bifásica e saída monofásica.

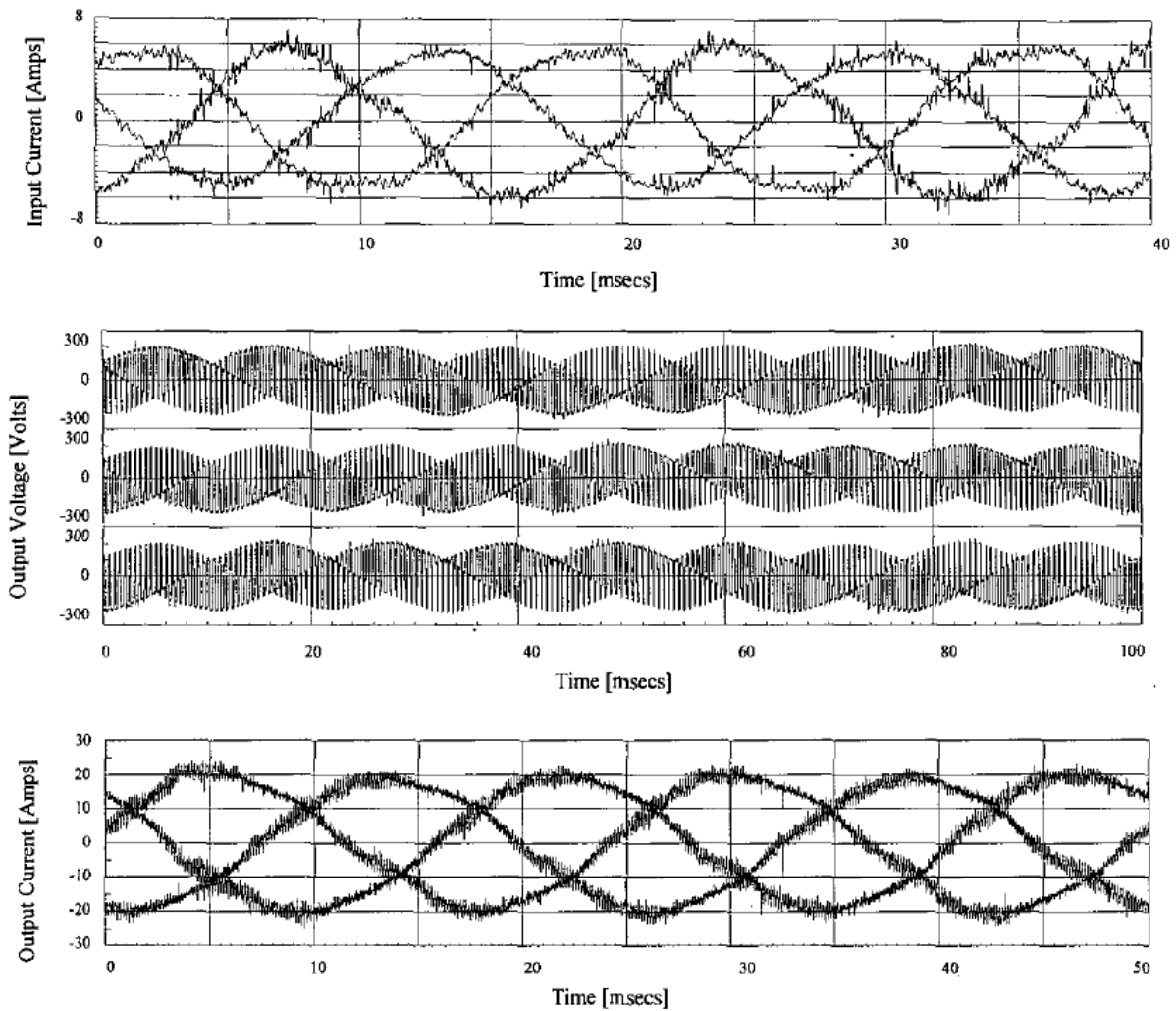


Figure 7: Input Current, Output Voltage and Output Current Waveforms for the Matrix Converter with an Induction Motor Load
Switching Frequency = 4kHz, Input Frequency = 60Hz, Output frequency = 40Hz

Figura 10.34. Formas de onda obtidas em
A MCT BASED MATRIX CONVERTER WITH MINIMIZED COMMUTATION TIMES AND ENHANCED
WAVEFORM QUALITY, by P W Wheeler, J C Clare, and L Empringham

10.7 Referências Bibliográficas

Francis Labrique e João José Esteves Santana: “Electrónica de Potência”. Edição Fundação Calouste Gulbekian – Lisboa, 1991

P. C. Sem: “Principles of Electric Machines and Power Electronics”. John Wiley & Sons, 2nd Ed., 1997

Muhammad H. Rashid: “Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications”. Prentice Hall, Inc., 2nd Ed., 1993

Ivo Barbi: “Eletrônica de Potência”, Edição do Autor – Florianópolis, 1997

S. M. Deckmann e J. A. Pomilio: “Condicionamento de Energia Elétrica e Dispositivos FACTS”. Apostila, FEEC, UNICAMP, 1998.

M. Venturini: “A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements”. Proc. of Powercon 7, 1980.

J-H Youm e B-H Kwon: “Switching technique for current controlled AC-to-AC converters”. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, no. 2, April 1999.

P W Wheeler, J C Clare, and L Empringham: “A Mct Based Matrix Converter With Minimized Commutation Times And Enhanced Waveform Quality”, International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2002.