

9. PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA COM RETIFICADORES CONTROLADOS

Diferentemente do que foi visto no capítulo anterior, no qual os retificadores eram não controlados (uso apenas de diodos), nos casos apresentados a seguir o retificador é constituído por interruptores controlados, de modo a ser possível a síntese de uma corrente de baixa distorção na entrada com o uso de técnicas de Modulação por Largura de Pulso (MLP) ou Modulação em Frequência (FM), fazendo uso da devida filtragem.

9.1 Conversor trifásico tipo elevador de tensão com retificador controlado, em condução crítica

O circuito da figura 9.1. mostra um conversor tipo *boost*, com entrada trifásica, com o controle de tensão de saída feito por meio dos transistores localizados na semiponte inferior [9.1]. A entrada se comporta como fonte de corrente e a saída como fonte de tensão.

Sua operação é com condução crítica da corrente de entrada, ou seja, os transistores são comandados simultaneamente e conduzem por um intervalo de tempo fixo (determinado em função da tensão de saída desejada). Desligados no mesmo instante, as correntes por eles se reduzem. Quando todas as três correntes se anulam, inicia-se um novo período. A entrada em condução dos interruptores é sob corrente zero. O circuito pode também operar no modo de condução descontínua quando, do ponto de vista da rede, comporta-se como o conversor a diodos visto no capítulo anterior.

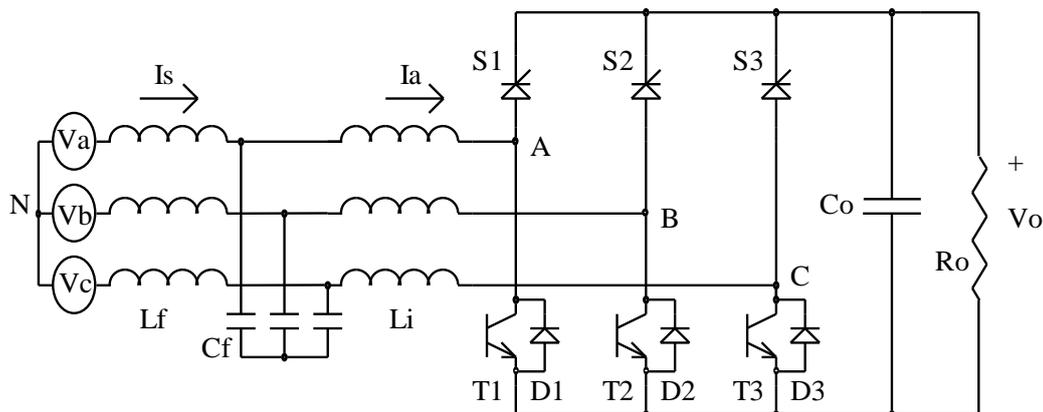


Figura 9.1 Conversor boost trifásico com retificador controlado

Em relação ao conversor boost apresentado anteriormente (com retificador a diodos), as vantagens apresentadas são: a existência de duas quedas de tensão em dispositivos semicondutores (ao invés de três, no retificador a diodos); a possibilidade de limitação de correntes de partida e de sobre-correntes.

O papel dos tiristores na semiponte superior é o de permitir uma partida suave e limitar a corrente de saída. Em operação normal eles operam como diodos, ou seja, entram em condução tão logo fiquem diretamente polarizados.

A figura 9.1. mostra ainda os filtros de entrada necessários para que pela linha circule apenas a corrente média, sendo as componentes de alta frequência fornecidas pelos capacitores de filtragem. As tensões sobre estes capacitores acompanham as tensões da rede.

A figura 9.2 mostra as correntes em cada fase para um ângulo relativo às tensões de entrada entre 0 e 30° . Neste intervalo a tensão na fase b é negativa e tem o maior valor em módulo. A tensão da fase a (positiva) está crescendo a partir do zero e a da fase c (positiva) está se reduzindo, indo a zero no final do intervalo (30°).

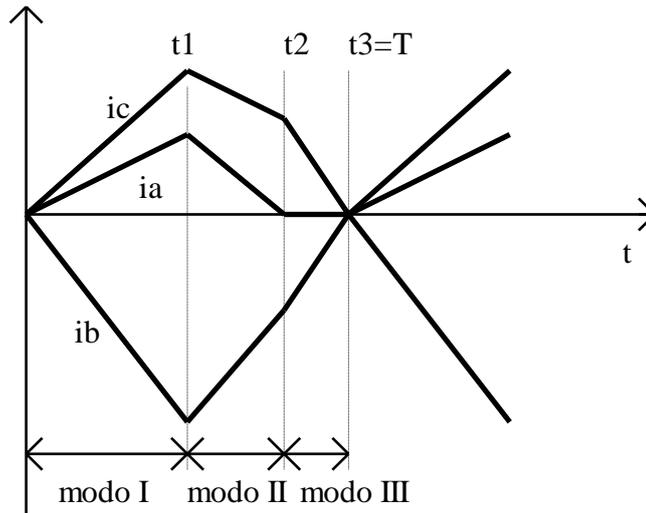


Figura 9.2. Correntes por fase em um ciclo de chaveamento ($0 < \omega t < \pi/3$)

9.1.1 Princípio de operação

Modo I: ($0 \leq t \leq t_1$: T1, D2 e T3 em condução)

Neste intervalo os interruptores recebem o sinal de acionamento. Como T2 está reversamente polarizado ele não conduz. A corrente circula apenas pelo estágio de entrada, uma vez que a tensão de saída é maior do que as tensões de entrada, polarizando reversamente os tiristores. A carga é alimentada pelo capacitor C_o . Como a tensão v_b é a maior em módulo, a corrente i_b atinge o máximo valor de pico (em módulo). Os valores de pico (i_{ap} , i_{bp} , i_{cp}) são proporcionais ao valor instantâneo das tensões de entrada. Quanto $t=t_1$, as correntes estão em seus valores de pico. Dentro de cada período de chaveamento as tensões de entrada são supostas constantes. As tensões nos pontos A, B e C em relação ao neutro são nulas, pois os componentes em condução curto-circuitam estes pontos.

A figura 9.3 mostra o circuito equivalente neste modo de funcionamento. As equações das correntes são:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{t \cdot v_a}{L_i} \\ i_b &= \frac{t \cdot v_b}{L_i} \\ i_c &= \frac{t \cdot v_c}{L_i} \end{aligned} \quad (9.1)$$

Modo II: ($t_1 \leq t \leq t_2$: S1, S3 e D2 conduzindo)

Em t_1 os transistores são desligados, o que força as correntes que por eles passavam a circular pelos tiristores S1 e S3 (que devem permanecer habilitados). D2 continua conduzindo. O circuito equivalente é mostrado na figura 9.4. A energia acumulada nos indutores é enviada à saída, fazendo com que as correntes diminuam.

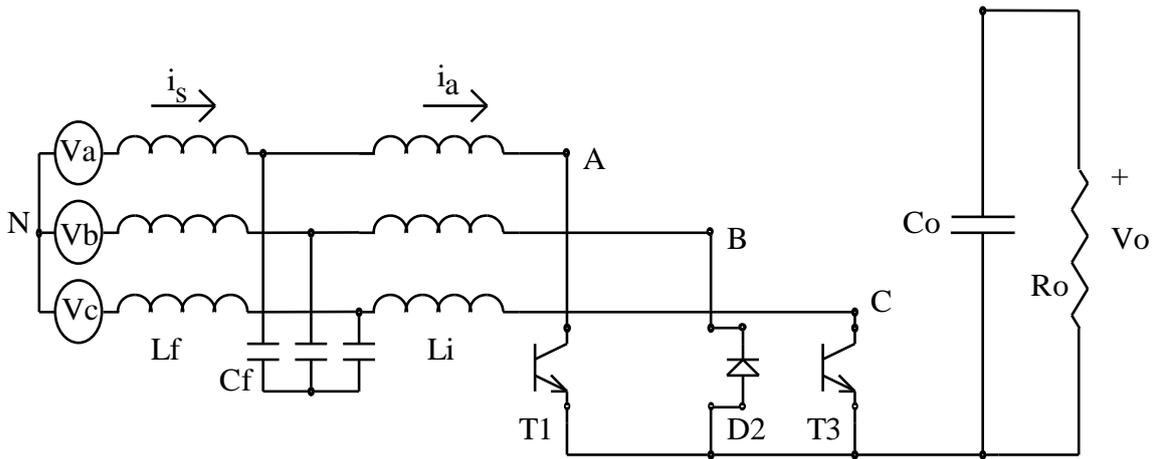


Figura 9.3 Circuito equivalente no Modo I de funcionamento

As equações relativas a este modo de operação são:

$$V_{AN} = V_{CN} = \frac{V_o}{3} \tag{9.2}$$

$$V_{BN} = \frac{-2 \cdot V_o}{3}$$

$$i_a = i_{ap} + \frac{(t-t_1)}{L_i} \cdot \left(v_a - \frac{V_o}{3} \right) \tag{9.3}$$

$$i_b = i_{bp} + \frac{(t-t_1)}{L_i} \cdot \left(v_b + \frac{2 \cdot V_o}{3} \right) \tag{9.4}$$

$$i_c = i_{cp} + \frac{(t-t_1)}{L_i} \cdot \left(v_c - \frac{V_o}{3} \right) \tag{9.5}$$

Em $t=t_2$ a corrente da fase a vai a zero e continua a haver corrente pelas fases b e c (iguais em módulo).

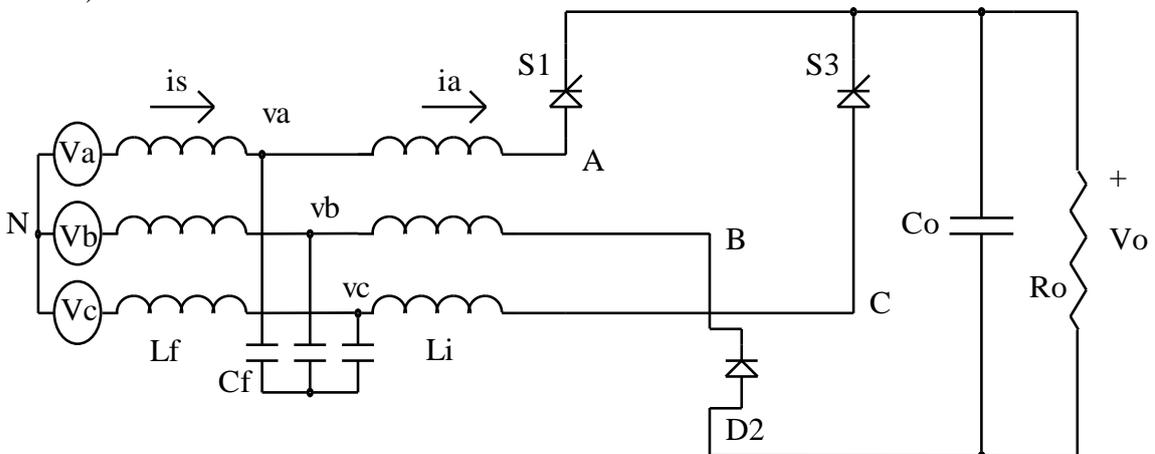


Figura 9.4 Circuito equivalente no modo II de funcionamento

Modo III: ($t_2 \leq t \leq t_3$: D2 e S3 conduzindo)

Como a corrente da fase a se anula, S1 deixa de conduzir. Neste intervalo as equações são:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= v_a \\ V_{BN} &= \frac{-V_0 - v_a}{2} \end{aligned} \quad (9.6)$$

$$V_{CN} = \frac{V_0 - v_a}{2}$$

$$i_b = i_b(t_2) + \frac{(t-t_2)}{L_i} \cdot (v_b - V_{BN}) \quad (9.7)$$

$$i_c = i_c(t_2) + \frac{(t-t_2)}{L_i} \cdot (v_c - V_{CN}) \quad (9.8)$$

Os intervalos de tempo são:

$$t_1 = \frac{L_i \cdot i_{bp}}{v_b} \quad (9.9)$$

$$(t_2 - t_1) = \frac{3 \cdot L_i \cdot i_{ap}}{V_0 - 3 \cdot v_a} \quad (9.10)$$

$$(t_3 - t_2) = \frac{2 \cdot L_i \cdot i_b(t_2)}{-V_0 - v_a - 2 \cdot v_b} \quad (9.11)$$

Em termos do fator de potência, a dificuldade de se obter uma expressão analítica é similar àquela vista no capítulo anterior para um retificador a diodos. Neste caso, como se tem condução crítica, a não existência do intervalo com corrente nula na entrada faz com que o FP tenda a ser maior do que o caso com retificador a diodos.

9.2 Conversor CA-CC trifásico tipo fonte de tensão com controle PWM

Quando a ponte retificadora é formada por interruptores controlados na entrada em condução e no desligamento, como transistores ou GTOs (Gate Turn-Off thyristors), é possível fazer um comando adequado de tais componentes de modo a absorver da rede uma corrente senoidal, enquanto se controla a tensão 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, como mostra a figura 9.5.

A idéia básica é comandar adequadamente os interruptores de modo que a corrente média instantânea (a cada ciclo de chaveamento) no lado CA tenha a mesma forma da tensão da respectiva fase e esteja em fase com esta. 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 muito 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, como mostra a figura 9.6.

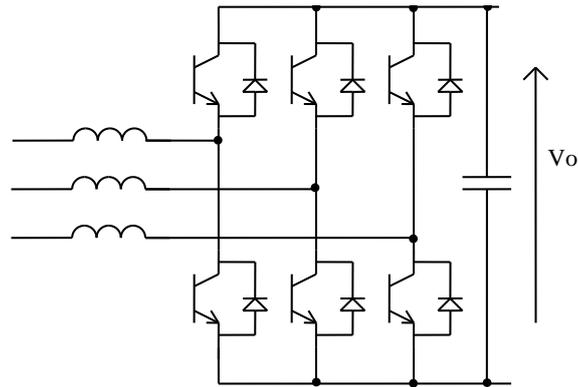


Figura 9.5 Conversor CA-CC trifásico, operando em MLP, com saída em tensão.

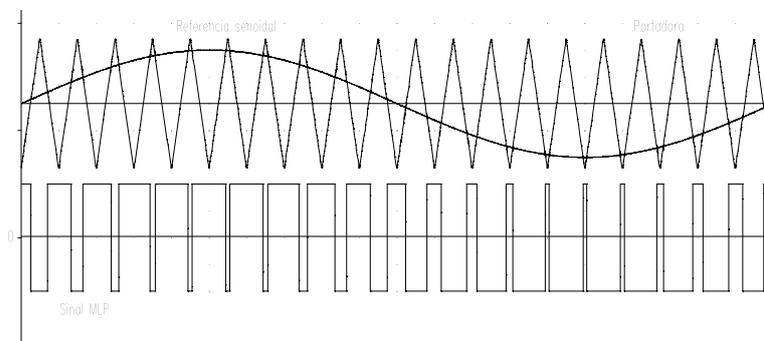


Figura 9.6. Sinal MLP de 2 níveis.

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, no sinal de linha (entre fases), de três níveis, como mostra a figura 9.7 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.

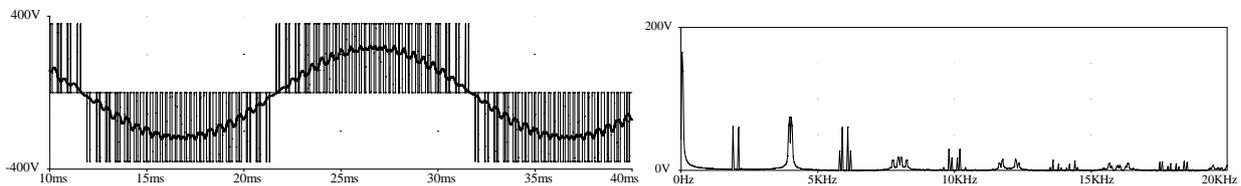


Figura 9.7 Formas de onda de tensão de linha em conversor trifásico tipo fonte de tensão, com respectivos sinal filtrado e espectro.

Uma vez que o acoplamento com a rede se dá por meio de uma indutância e como se deseja que a corrente na rede esteja em fase com a tensão, é necessário compensar a defasagem associada à queda na indutância de entrada do retificador, como mostra a figura 9.8 e o respectivo diagrama fasorial.

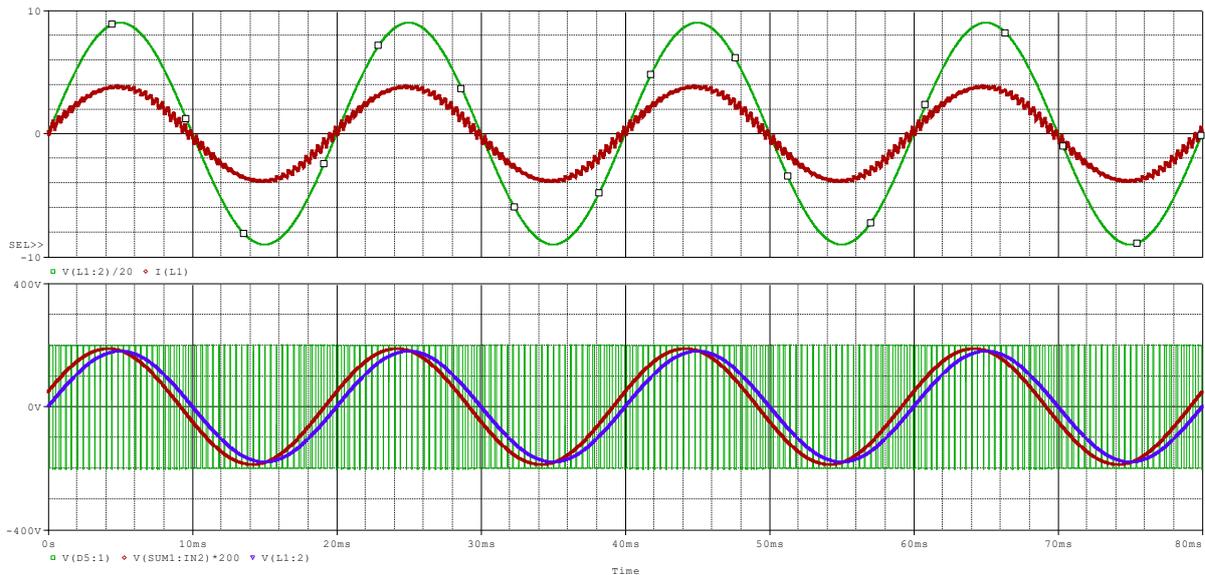
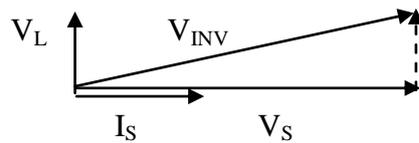


Figura 9.8. Formas de onda de retificador PWM monofásico (fonte de tensão). Acima: Tensão e corrente na fonte. Abaixo: referência (vermelho) fonte (azul) e PWM (verde).

Indutância de acoplamento: 40 mH
 $V_{cc} = 200\text{ V}$
 $V_{rede} = 180\text{ V (pico)}$
 $V_{ref.} = 188\text{ V (pico)}$
 $\delta = +15^\circ$



No entanto, não é necessário fazer os cálculos relativos ao diagrama fasorial, o qual depende do conhecimento dos parâmetros do circuito. Para resultar I_S em fase com V_S , conhecida a reatância de acoplamento, a corrente necessária e a tensão da rede, uma adequada estrutura de controle realiza tal procedimento de modo automático, como mostra a figura 9.9

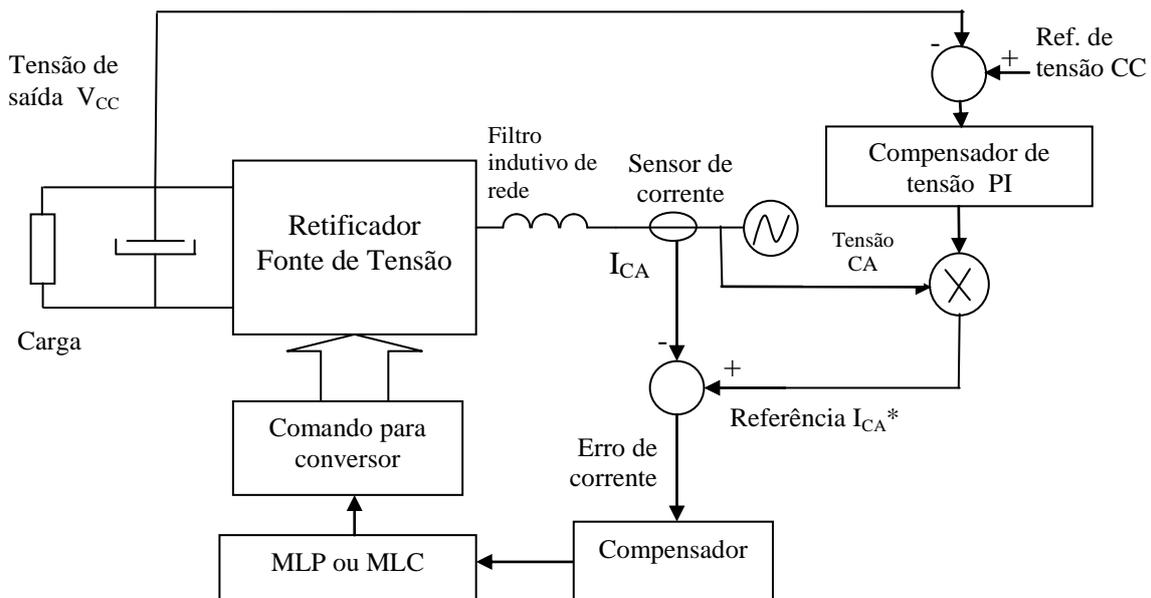


Figura 9.9 Estrutura de controle de retificador tipo fonte de tensão.

Essa é uma possível estratégia de controle, denominada, síntese de carga resistiva, na qual a forma de onda da corrente copia a forma de onda da tensão, tendo sua amplitude ajustada pelo regulador de tensão da saída.

O uso de um ganho proporcional pode levar a uma distorção na corrente caso a ondulação da tensão CC e esse ganho sejam elevados. A figura 9.10 mostra uma situação transitória de alteração de potência demandada na carga CC.

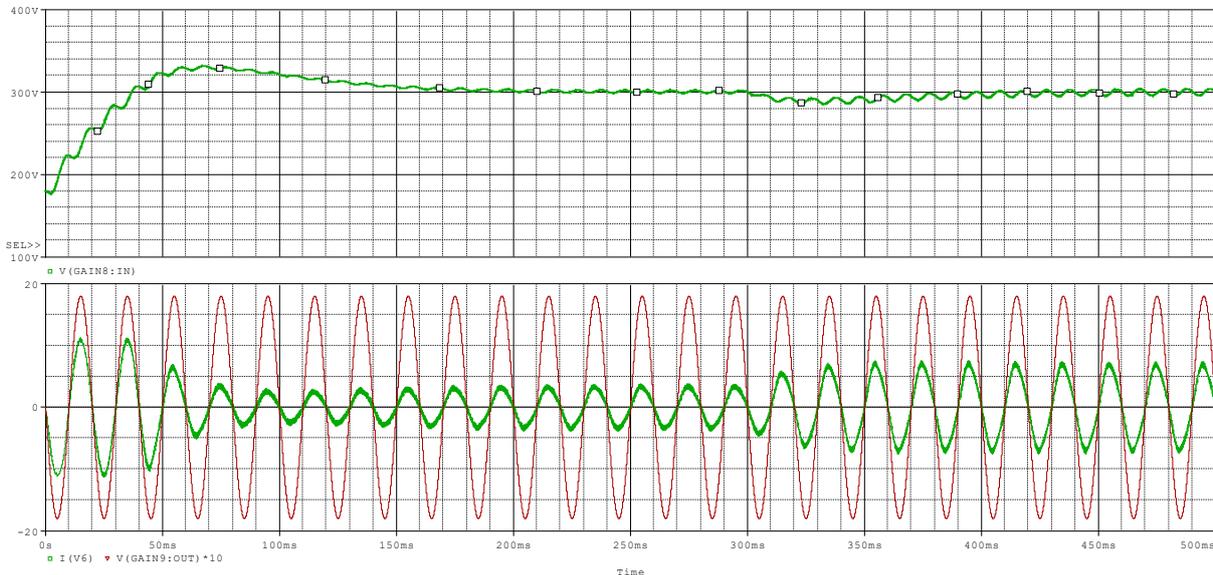


Figura 9.10 Resposta a variação de carga CC (Tensão CC inicial: 180V; Ref. de tensão: 300V; Aumento de carga (100%) em 300 ms).

9.3 Conversor CA-CC trifásico tipo fonte de corrente com controle PWM

O circuito mostrado na figura 9.11 é de um conversor CA-CC trifásico, controlado por MLP. O lado CC comporta-se como uma fonte de corrente, enquanto na entrada tem-se uma fonte de tensão. O uso de uma técnica de controle adequada permite, simultaneamente, obter o desempenho desejado na saída, absorvendo uma corrente média senoidal da rede. A inclusão de um filtro capacitivo após a indutância de saída não altera o comportamento do conversor, o qual tem uma característica de abaixador de tensão.

Se as chaves forem unidirecionais em corrente (como mostrado na figura 9.11), o conversor pode operar em 2 quadrantes. Com chaves bidirecionais, o funcionamento em quatro quadrantes é possível.

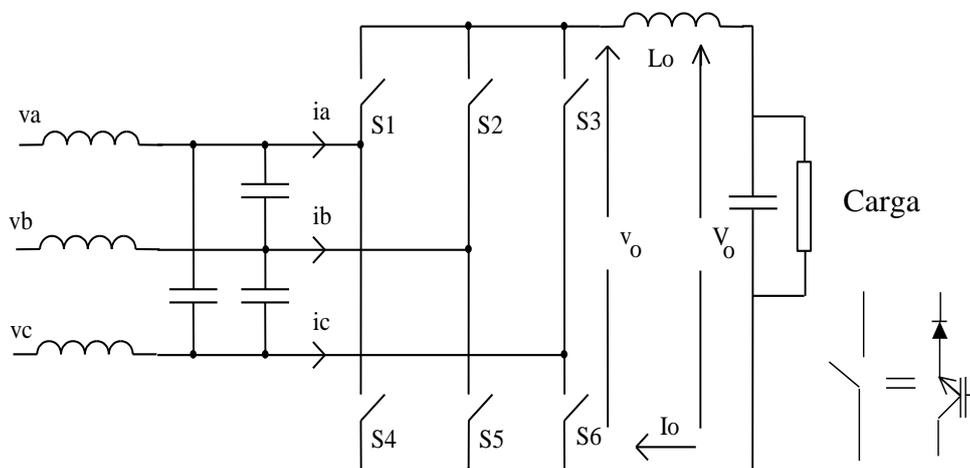


Figura 9.11. Topologia do conversor CA-CC trifásico, operando em MLP, com saída de corrente.

A figura 9.12. mostra as tensões de entrada e referências de corrente a serem seguidas para a obtenção de fator de potência unitário. Em cada período da rede existem 6 intervalos, que se iniciam nos cruzamentos das referências de corrente. Cada intervalo corresponde a um modo de funcionamento distinto.

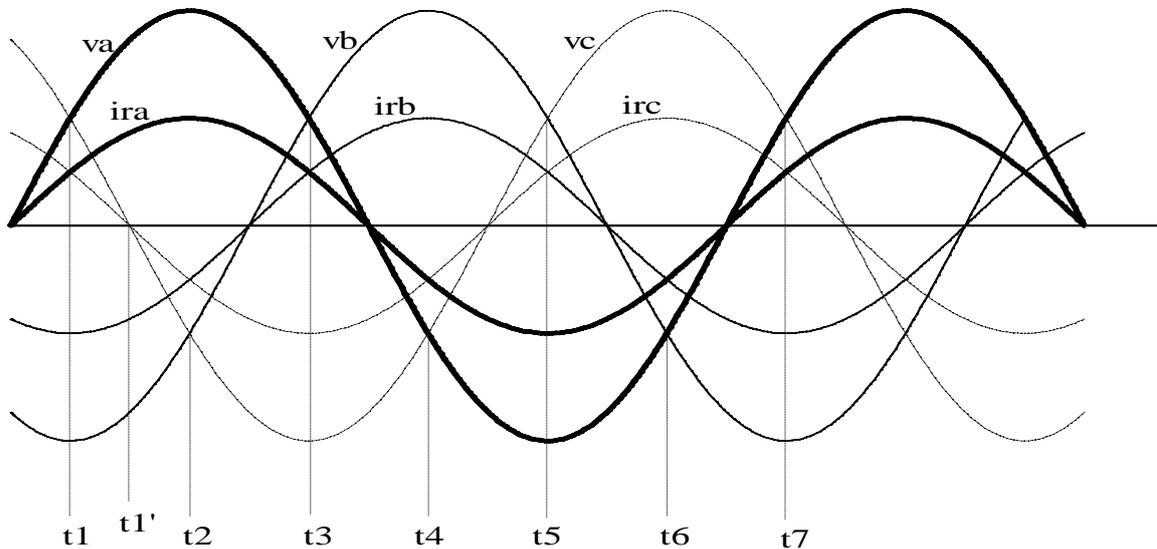


Figura 9.12. Tensões de entrada e referência de corrente

Consideremos o intervalo $(t_1 - t_2)$. A referência i_{ra} é a maior positiva e i_{rb} é a maior negativa. Considerando que a corrente de saída I_o é perfeitamente contínua, o interruptor S1 pode ser acionado de acordo com uma lei de modulação senoidal, m_1 , de modo que a corrente i_a siga a referência i_{ra} em termos dos componentes de baixa frequência do espectro.

Da mesma forma, uma lei de modulação m_5 pode ser adotada para S5, fazendo com que i_b siga a referência i_{rb} .

Quando a chave S1 é aberta, uma outra chave da semiponte superior deve ser fechada para permitir a continuidade da corrente. Quando S5 é aberto, outro interruptor da semiponte negativa deve entrar em condução. Para estas funções, S3 e S6 são usadas, uma vez que elas não alteram as correntes pelas fases a e b. A forma senoidal desejada para a fase c é resultado do fato que a soma das correntes nas 3 fases é nula. Quando S3 e S6 conduzirem simultaneamente, cria-se um caminho de livre-circulação para a corrente da saída.

A figura 9.13 mostra os sinais de comando para os interruptores e a forma de onda da tensão de saída, a qual apresenta um comportamento de três níveis. As formas de onda correspondem ao intervalo $t_1' \leq t \leq t_2$, no qual $v_a > v_b$, em módulo e, conseqüentemente, $\delta_a > \delta_b$.

As correntes instantâneas pelas fases têm forma retangular, com amplitude dada pela corrente de saída e largura determinada pela lei de modulação (figura 9.14.). Simultaneamente haverá corrente apenas por 2 das 3 fases, uma vez que a existência de 3 correntes simultâneas colocaria em curto 2 das fases.

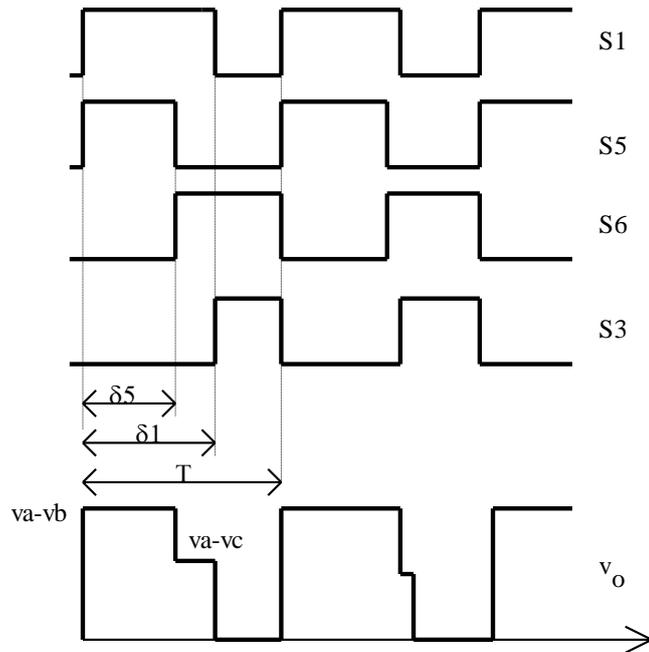


Figura 9.13. Sinais de comando para os interruptores e tensão de saída

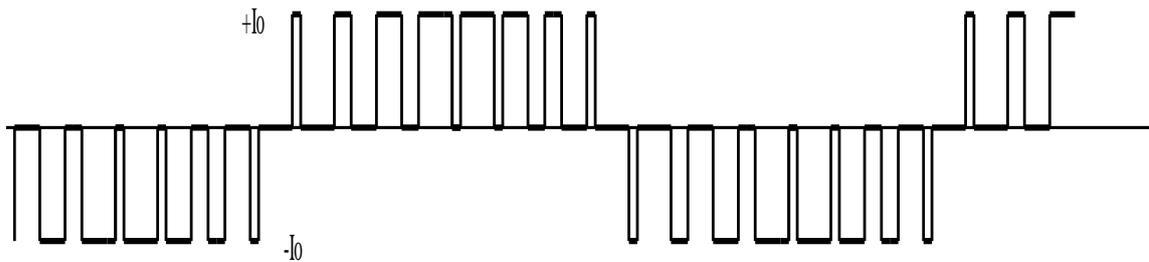


Figura 9.14. Forma de onda instantânea das correntes de entrada

9.3.1 Equações básicas

Seja $x(t)$ uma função lógica que descreve o estado de uma chave genérica S . Correspondentemente, a lei de modulação $m(t)$ pode ser definida como uma função contínua dada pelo conteúdo de baixa frequência de $x(t)$. Como $x(t)$ assume apenas valores 0 e 1, $m(t)$ é limitada entre 0 e 1.

O fato de apenas um interruptor estar fechado em cada semiponte ao mesmo tempo, faz com que apenas um $x(t)$, relacionado a cada semiponte, a cada instante, possa ser 1:

$$\begin{aligned} i_a &= (x_1 - x_4) \cdot I_o \\ i_b &= (x_2 - x_5) \cdot I_o \end{aligned} \tag{9.12}$$

$$\begin{aligned} i_c &= (x_3 - x_6) \cdot I_o \\ v_o &= (x_1 - x_4) \cdot v_a + (x_2 - x_5) \cdot v_b + (x_3 - x_6) \cdot v_c \end{aligned} \tag{9.13}$$

Desprezando as componentes de alta frequência no espectro de $x(t)$, as equações 9.12 e 9.13 podem ser reescritas como:

$$\begin{aligned} i_a &= (m_1 - m_4) \cdot I_o \\ i_b &= (m_2 - m_5) \cdot I_o \\ i_c &= (m_3 - m_6) \cdot I_o \end{aligned} \tag{9.14}$$

$$v_o = (m_1 - m_4) \cdot v_a + (m_2 - m_5) \cdot v_b + (m_3 - m_6) \cdot v_c \quad (9.15)$$

No intervalo $t_1 - t_2$, as seguintes condições devem ser satisfeitas:

$$\begin{aligned} x_4 &= 0 \\ x_2 &= 0 \\ x_3 &= \bar{x}_1 \\ x_6 &= \bar{x}_5 \end{aligned} \quad (9.16)$$

Para obter as correntes senoidais de entrada tem-se:

$$\begin{aligned} m_1 &= M \cdot \sin(\omega t) \\ m_3 &= 1 - m_1 = 1 - M \cdot \sin(\omega t) \\ m_5 &= -M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ m_6 &= 1 - m_5 = 1 + M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ m_4 &= m_2 = 0 \end{aligned} \quad (9.17)$$

onde M é o índice de modulação.

De 9.14. e 9.17. tem-se:

$$\begin{aligned} i_a &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t) \\ i_b &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_c &= I_o \cdot M \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (9.18)$$

Assim, desde que a corrente de saída seja perfeitamente contínua, as correntes de entrada desejadas serão obtidas.

Procedendo analogamente para a expressão da tensão média de saída, e considerando as tensões de entrada senoidais, simétricas e em fase com as referências de corrente, a tensão de saída apresenta-se constante, sendo dada por:

$$v_o = M \cdot [v_a \cdot \sin(\omega t) + v_b \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) + v_c \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)] = \frac{3 \cdot V_p \cdot M}{2} \quad (9.19)$$

onde V_p é a valor de pico das tensões de alimentação (fase - neutro).

Ou seja, a tensão CC não é afetada por componentes de baixa frequência, e seu valor máximo é apenas 10% menor do que aquele fornecido por uma ponte não controlada.

O índice de modulação, M , determina tanto a amplitude da tensão média de saída quanto a amplitude das correntes alternadas de entrada, de acordo com o balanço de potência.

9.3.2 Absorção de reativos

Esta técnica de controle pode ser estendida variando-se a fase entre a tensão de entrada e as respectivas correntes, permitindo assim a absorção de uma quantidade controlável de potência reativa.

Para este objetivo, as referências de corrente, i_r , devem estar defasadas das tensões de entrada de uma fase adequada, ϕ . As equações das correntes não sofrem alterações, enquanto a tensão de saída passa a ser expressa por:

$$v_o = \frac{3 \cdot V_p \cdot M}{2} \cdot \cos\phi \quad (9.20)$$

ou seja, a absorção de reativos reduz a máxima tensão possível de saída.

Generalizando um pouco mais, qualquer forma de corrente pode ser absorvida da rede, desde que uma referência adequada seja utilizada, o que torna esta topologia bastante própria para a implementação de filtros ativos de potência [9.3].

9.3.3 Outras seqüências de comutação

Diversas outras seqüências de comando para os interruptores podem ser utilizadas. Aquela descrita anteriormente realiza o estado de livre-circulação no ramo conectado à referência cujo valor instantâneo seja intermediário às duas referências com valores absolutos maiores. Assim, dentro de cada período de chaveamento ocorrem 4 comutações, como se observa na figura 9.13.

Sem alterar as formas da tensão de saída e da corrente de entrada, pode-se usar uma seqüência de acionamento como a da figura 9.15. Neste caso, o interruptor ligado à referência de maior valor (em módulo), permanece sempre ligado [9.4]. É sobre este mesmo ramo que se fará o intervalo de livre-circulação. Com isto se reduz a quantidade de chaveamentos por ciclo, aumentando a eficiência do conversor. No exemplo usado, S1 permanece em condução enquanto a referência de corrente da fase *a* for a maior em módulo. A condução de S5 coloca na saída a máxima tensão entre fases disponível. Quando S5 desliga (ao final de seu ciclo de trabalho, δ_5), entra em condução S6, de modo que a tensão de saída assume o valor intermediário. Ao final do ciclo de trabalho δ_1 , S6 é desligado e S4 ligado.

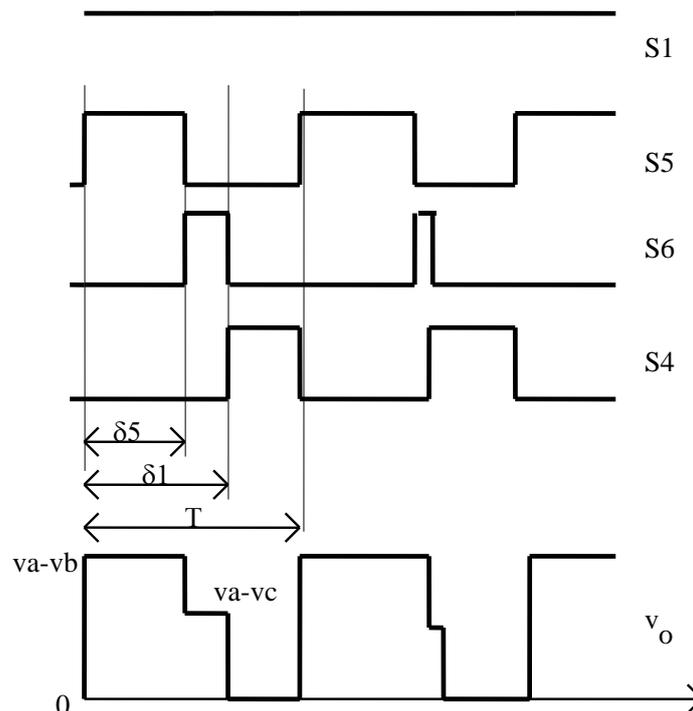


Figura 9.15. Sinais de comando e tensão de saída com mínimo número de chaveamentos

A figura 9.16 mostra um resultado experimental de um conversor operando desta maneira. A corrente de entrada apresenta uma ondulação superposta, relativa à ressonância do filtro de entrada.

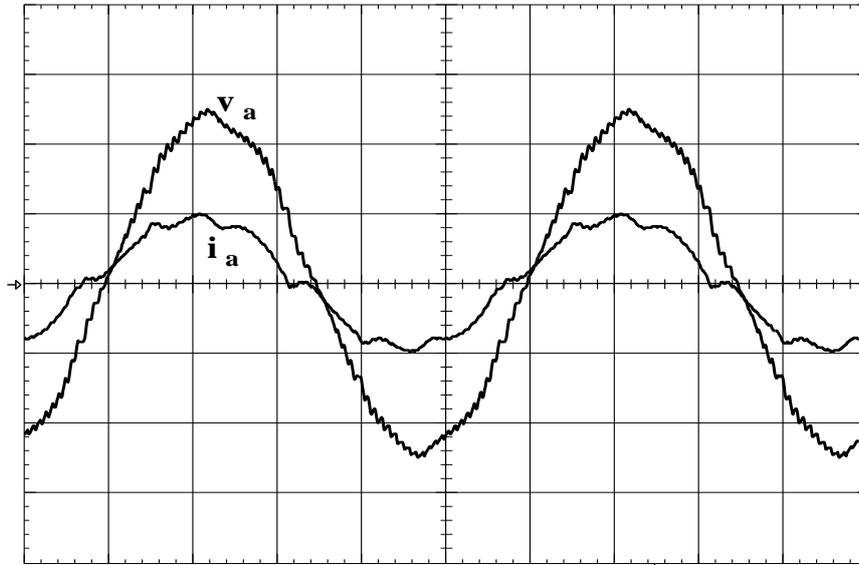


Figura 9.16 Tensão (40V/div) e corrente (10A/div) de entrada. Horiz.: 4ms/div.

9.4 Conversor tipo Flyback

Caso se deseje uma característica abaixadora-elevadora de tensão, pode-se utilizar um conversor baseado na topologia *flyback*, mantendo, no entanto, a hipótese de corrente constante pelo indutor [9.5].

A figura 9.17. mostra este conversor. Os interruptores utilizados permitem ao conversor um comportamento como o do um retificador MLP com operação em 2 quadrantes.

As correntes de entrada são formadas por retângulos de corrente, cuja amplitude é a mesma da corrente pelo indutor e cuja largura é determinada pelo comando MLP utilizado. À semelhança do que foi visto no item anterior, é possível sintetizar-se uma corrente de entrada cuja componente fundamental seja senoidal e em fase com a tensão. As componentes de alta frequência são fornecidas pelos capacitores de filtro CA, de modo que pela linha circule apenas a corrente média.

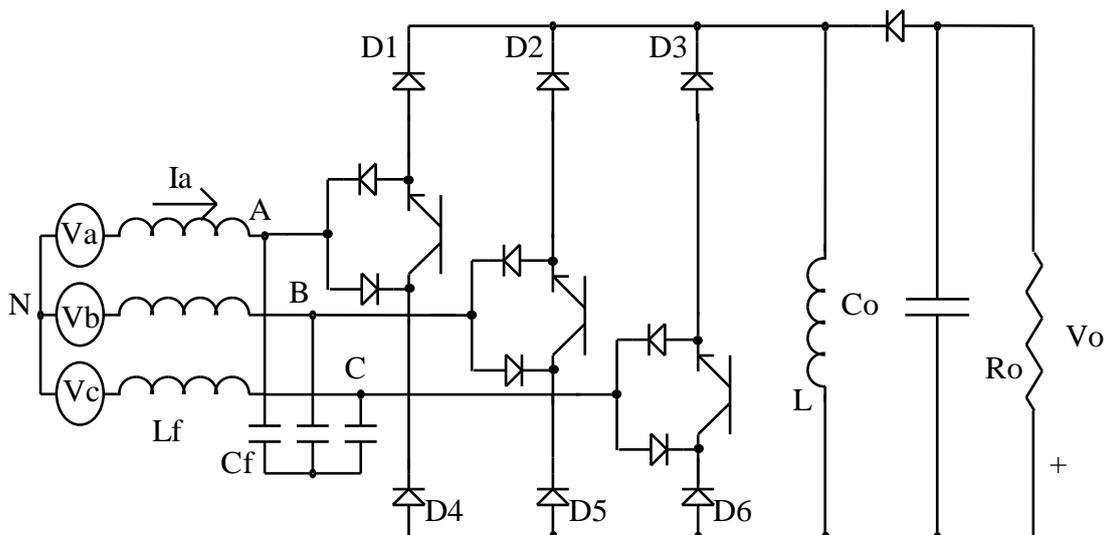


Figura 9.17. Conversor trifásico tipo flyback

9.5 Referências Bibliográficas

- [9.1] S. Kim and P. Enjeti: "A New Three Phase AC to DC Rectifier with Active Power Factor Correction". Proc. of APEC '94, Orlando, USA, March 1994, pp. 752-759.
- [9.2] L. Malesani and P. Tenti: "Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-23, no. 1, Jan/Feb. 1987, pp. 71-77.
- [9.3] L. Rossetto and P. Tenti: "Using AC-fed PWM Converters as Instantaneous Reactive power Compensators". Trans. On Power Electronics, vol. 7, no. 1, Jan. 1992, pp. 224-230.
- [9.4] J. A. Pomilio, L. Rossetto, P. Tenti and P. Tomasin: "Performance Improvement of Soft-Switched PWM Rectifier with Inductive Load". Proc. Of PESC '94, Taiwan, June 1994, pp. 1425-1430.
- [9.5] R. Itoh and K. Ishizaka: "Three-Phase Flyback AC-DC Converter with Sinusoidal Supply Currents". IEE Proceedings - B, vol. 138, No. 3, May 1991, pp. 143-151.