

2. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO DE POTÊNCIA

Uma vez que as fontes de alimentação são, tipicamente, de valor constante, sejam elas CA ou CC, caso seja preciso variar a tensão aplicada sobre uma carga, é necessário o emprego de algum dispositivo que seja capaz de "dosar" a quantidade de energia transferida.

Se o controle deve ser feito sobre a tensão, o dispositivo deve ter uma posição em série entre a fonte e a carga, como indicado na figura 2.1.

Pode-se ter um atuador linear, sobre o qual se tem uma queda de tensão proporcional à sua impedância. Este tipo de controle da tensão tem como inconveniente a perda de energia sobre a resistência série.

A maneira mais eficiente e simples de manobrar valores elevados de potência é por meio de chaves. Obviamente esta não é uma variação contínua. No entanto, dada a característica de armazenadores de energia presentes em quase todas as aplicações, a própria carga atua como um filtro, extraindo o valor médio da tensão instantânea aplicada sobre ela.

Como uma chave ideal apresenta apenas os estados de condução (quando a tensão sobre ela é nula) e de bloqueio (quando a corrente por ela é nula), não existe dissipação de potência sobre ela, garantindo a eficiência energética do arranjo.

Na maior parte dos casos, a frequência de comutação da chave é muito maior do que a constante de tempo da carga.

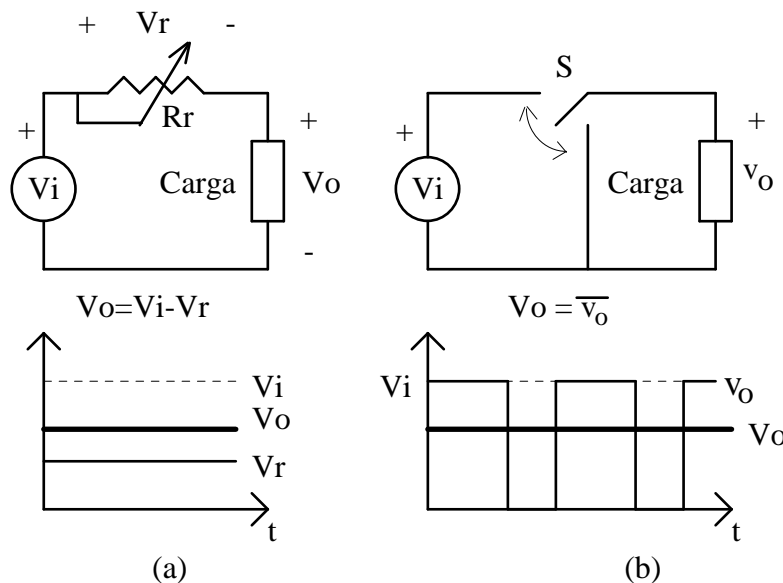


Figura 2.1 Reguladores de tensão série (a) e chaveado (b), supondo uma tensão de entrada CC.

2.1. Entrada CA: Controle por ciclos inteiros

O controle "ON-OFF" consiste em ligar e desligar a alimentação da carga sem se importar com o instante de comutação. O intervalo de condução e também o de bloqueio do interruptor é tipicamente de muitos ciclos da rede. A comutação não guarda nenhuma relação com os cruzamentos com o zero da tensão da rede. Assim, pode-se ter um "recorte" nas formas de onda, podendo produzir eventuais problemas de interferências eletromagnéticas devido a valores elevados de di/dt e dv/dt nos elementos do circuito.

O chaveamento síncrono é um tipo de controle "ON-OFF" utilizado para minimizar o problema de interferência eletromagnética. Considerando o emprego de tiristores como elementos

interruptores, a entrada em condução pode se dar quando tensão for nula, e o desligamento ocorre quando a corrente se anula. Em caso de uma carga resistiva, ambas as comutações se dão com corrente e tensão nulas. Também neste caso a carga fica conectada à rede durante diversos semiciclos.

Neste sistema, escolhe-se uma base de tempo contendo muitos ciclos da tensão de alimentação. A precisão do ajuste da saída 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 triangular estabelece a base de tempo do sistema. O sinal de controle V_c vem do circuito de controle da variável de interesse (por exemplo, a temperatura de um forno). A potência entregue à carga varia proporcionalmente a este sinal. A figura 2.2 ilustra este funcionamento.

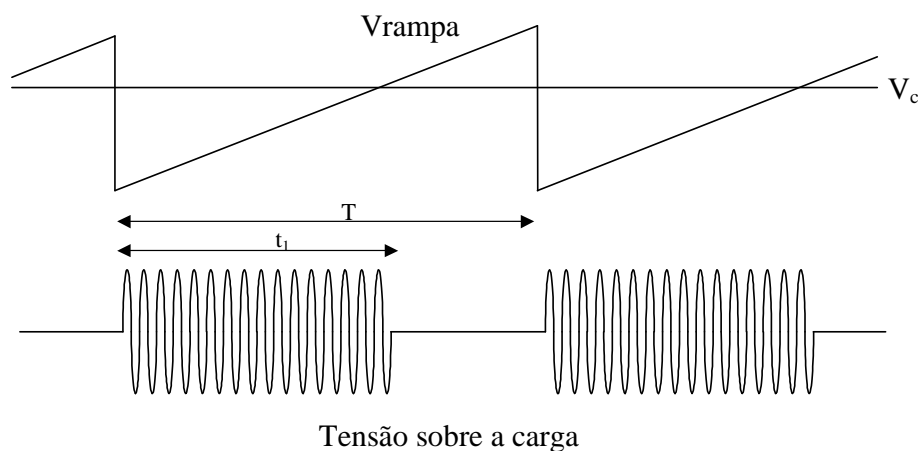


Figura 2.2 Operação de controle por ciclos inteiros.

O valor eficaz da tensão aplicada à carga é dado por: $V_{ef} = V_p \sqrt{\frac{t_1}{2T}}$, sendo V_p o valor de pico da tensão senoidal.

Embora os problemas de IEM em alta frequência sejam muito reduzidos, podem surgir outros, decorrentes de flutuação na tensão da rede, devido às comutações da carga.

A norma internacional IEC 61000-3-3 estabelece limites para flutuações de tensão em baixa frequência, como mostra a figura 2.3. Dependendo da frequência com que se dá a comutação da carga, existe um valor máximo admissível de variação de tensão no ponto de acoplamento comum. Por exemplo, uma carga que produza uma flutuação na tensão de 1,5 % poderia alterar seu estado entre ligado e desligado no máximo 7 vezes por minuto.

Uma das maneiras de verificar se uma carga de uso doméstico fere a tais limitações é utilizando-se de uma impedância típica, definida pela norma, e mostrada na figura 2.3. Conhecida a potência da carga, sabe-se qual será a variação da tensão medida por M. Este é um método analítico. Existem métodos experimentais, que estão relacionados com esta norma, mas se atêm ao fenômeno de cintilação luminosa (“flicker”), que relaciona a flutuação da tensão à variação da intensidade luminosa de uma lâmpada incandescente.

a) Carga resistiva

A título de exemplo, tomemos o caso de um variador de tensão CA, alimentando uma carga resistiva, cujo circuito e formas de onda estão mostrados na figura 2.4. Para uma carga resistiva, o desligamento do SCR se dará no momento em que a corrente cai a zero. Obviamente as formas de onda da tensão e da corrente na carga são as mesmas.

O valor da tensão eficaz aplicada à carga resistiva é:

$$V_{o_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_p \cdot \sin(\theta))^2 \cdot d\theta} = V_p \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi}} \quad (2.1)$$

onde:

$$v_i(t) = V_p \cdot \sin(\theta)$$

$$\theta = \omega t$$

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

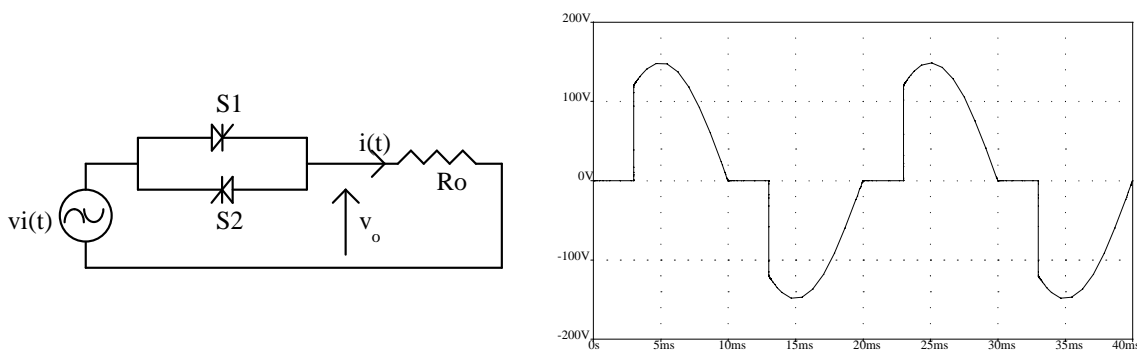


Figura 2.4 Circuito e forma de onda de variador de tensão CA alimentando carga resistiva.

A figura 2.5 mostra a variação da tensão eficaz de saída como função do ângulo de disparo, supondo condução simétrica de ambas chaves. A componente fundamental e as componentes harmônicas da tensão na carga estão mostradas também na figura 2.5 e são dadas por:

$$V_{h1} = V_p \cdot \sqrt{\left[\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} \right]^2 + \frac{[\cos(2\alpha) - 1]^2}{(2\pi)^2}} \quad (2.2)$$

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

para k inteiro e maior que 1.

Como se observa, esta técnica de modulação produz saída com amplo conteúdo espectral e em baixa frequência, o que dificulta uma eventual filtragem, caso necessário, devido aos elevados valores de indutância e capacitância necessários. Resultados semelhantes são obtidos com outros tipos de cargas e também em conversores CA-CC (retificadores), os quais serão vistos com atenção em capítulos posteriores.

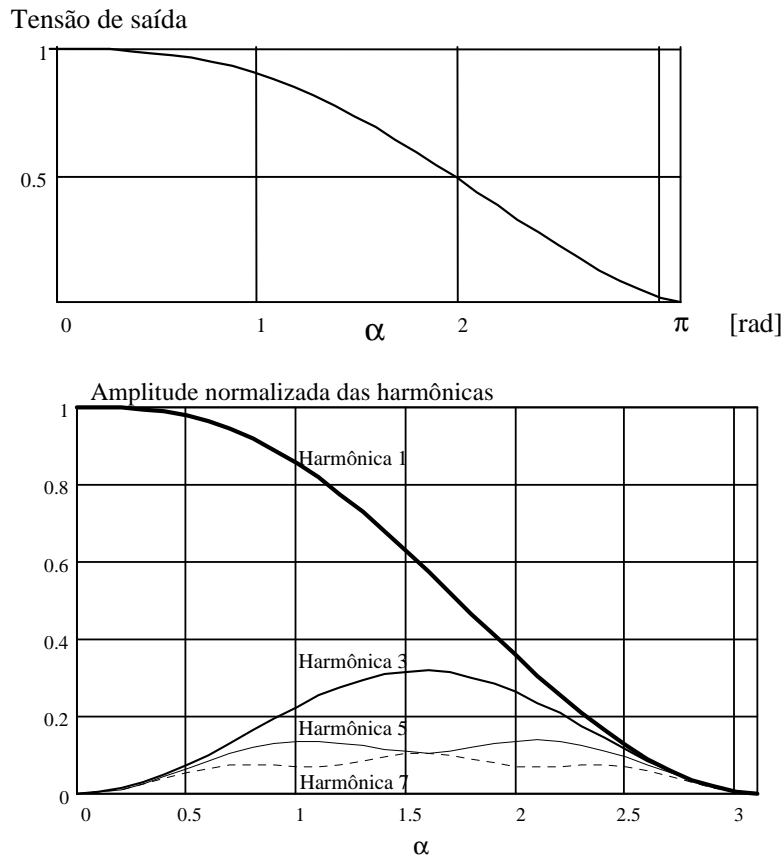


Figura 2.5 Valor eficaz da tensão de saída, normalizada em relação ao valor eficaz da tensão de entrada (superior) e amplitude das harmônicas, normalizadas em relação à amplitude da tensão de entrada, para carga resistiva (inferior).

b) Carga indutiva

A figura 2.6 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° . 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.

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 controlador de tensão se comporte como um curto, mantendo uma corrente CA, mas sem controle.

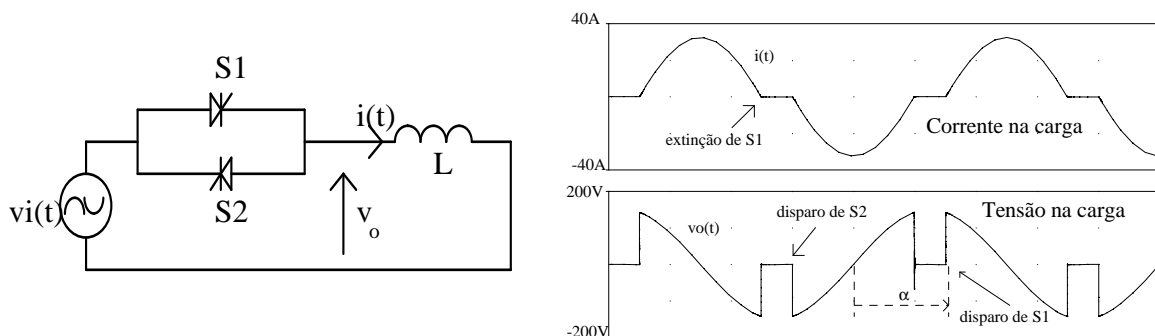


Figura 2.6 Circuito e formas de onda de variador de tensão CA com carga indutiva.

A corrente obedece à seguinte expressão:

$$i(t) = \frac{V_i}{\omega L} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] \quad (2.3)$$

O valor eficaz da tensão de saída é:

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

A figura 2.7 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 2.7 e valem, respectivamente, para as tensões:

$$V_{h1} = \frac{2V_i}{\pi} \cdot \left[\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.4)$$

$$V_{h_{(2k-1)}} = \frac{2V_i}{\pi} \cdot \left\{ \frac{\sin(2k\alpha)}{2k} - \frac{\sin[2(k-1)\alpha]}{2(k-1)} \right\} \quad \text{para } k=2,3,\dots \quad (2.5)$$

Os valores eficazes das componentes fundamental e harmônicas (ímpares) da corrente na carga valem, respectivamente:

$$I_1 = \frac{\gamma - \sin(\gamma)}{\pi \cdot X_L} \cdot V \quad (2.6)$$

$$I_k = \frac{4V}{X_L \cdot \pi} \cdot \left| \frac{\sin[(k+1) \cdot \alpha]}{2(k+1)} + \frac{\sin[(k-1) \cdot \alpha]}{2(k-1)} - \cos(\alpha) \cdot \frac{\sin(k \cdot \alpha)}{k} \right|$$

para $k=3,5,7,\dots$

V é o valor eficaz da tensão de entrada, γ é o ângulo de condução do SCR e X_L é a reatância do indutor na frequência fundamental.

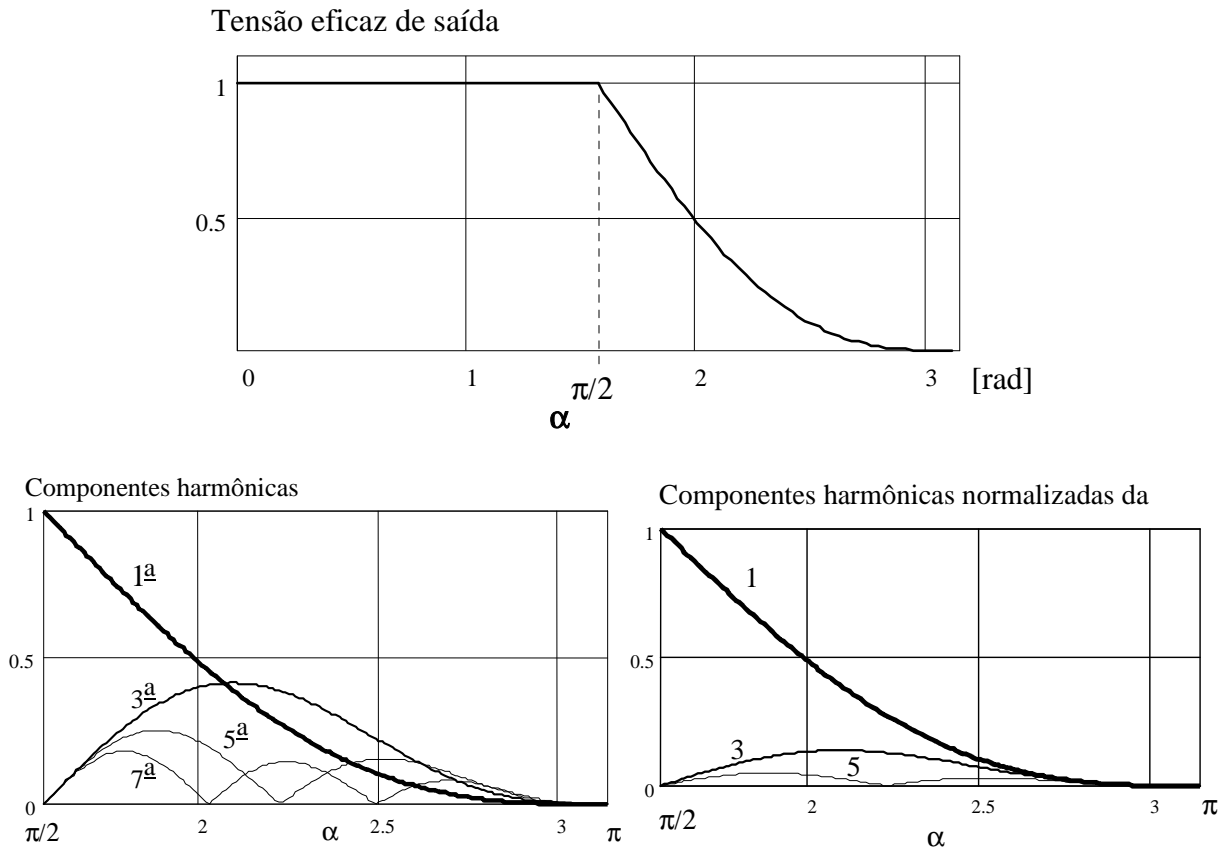


Figura 2.7 Tensão eficaz, normalizada (superior) e amplitude (normalizada) das harmônicas da tensão e da corrente sobre uma carga indutiva (inferior)

2.3 Entrada CC: Modulação por largura de pulso

Tomemos o circuito mostrado na figura 2.8 na qual se tem um circuito alimentado por uma fonte CC e do qual se deseja obter na saída uma tensão CC, mas de valor diferente (no caso menor que a entrada). Tal topologia será detalhadamente estudada na seqüência deste curso.

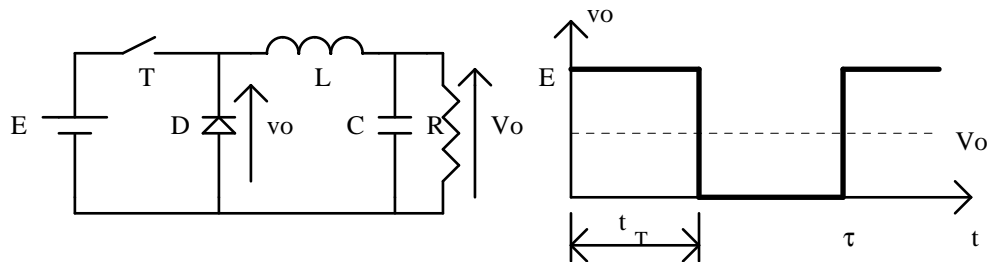


Figura 2.8 Conversor abaixador de tensão e forma de onda da tensão sobre o diodo.

Considerando chaves semicondutoras ideais, elas estão ou no estado bloqueado ou em plena condução. A tensão média de saída depende da relação entre o intervalo em que a chave permanece fechada e o período de chaveamento. Define-se ciclo de trabalho (largura de pulso ou razão cíclica) como a relação entre o intervalo de condução da chave e o período de chaveamento.

Em Modulação por Largura de Pulso – MLP (em inglês, *Pulse Width Modulation* – PWM) opera-se com frequência constante, variando-se o tempo em que o interruptor permanece conduzindo.

O sinal de comando é obtido, geralmente, pela comparação de um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora) como, por exemplo, uma "dente-de-serra". A figura 2.9 ilustra estas formas de onda.

Para que a relação entre o sinal de controle e a tensão média de saída seja linear, como desejado, a portadora deve apresentar uma variação linear. Além disso, a sua frequência deve ser, pelo menos, 10 vezes maior do que a modulante, de modo que seja relativamente fácil filtrar o valor médio do sinal modulado (MLP), recuperando, sobre a carga, uma tensão contínua proporcional à tensão de controle (v_c).

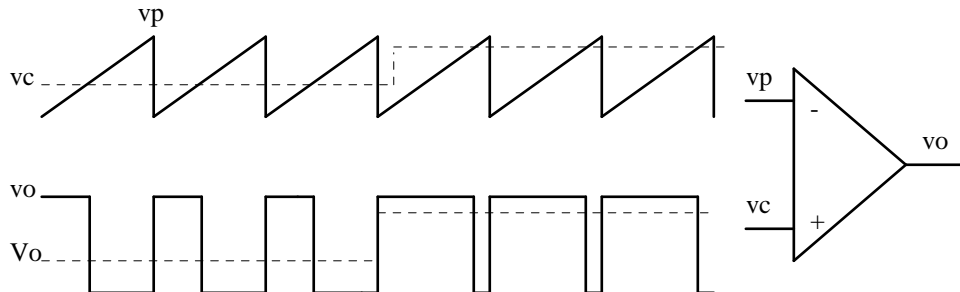


Figura 2.9 Modulação por Largura de Pulso.

Na figura 2.10 tem-se o espectro de uma onda MLP, onde se observa a presença de uma componente contínua que reproduz o sinal modulante. As demais componentes aparecem nos múltiplos da frequência da portadora sendo, em princípio, relativamente fáceis de filtrar dada sua alta frequência.

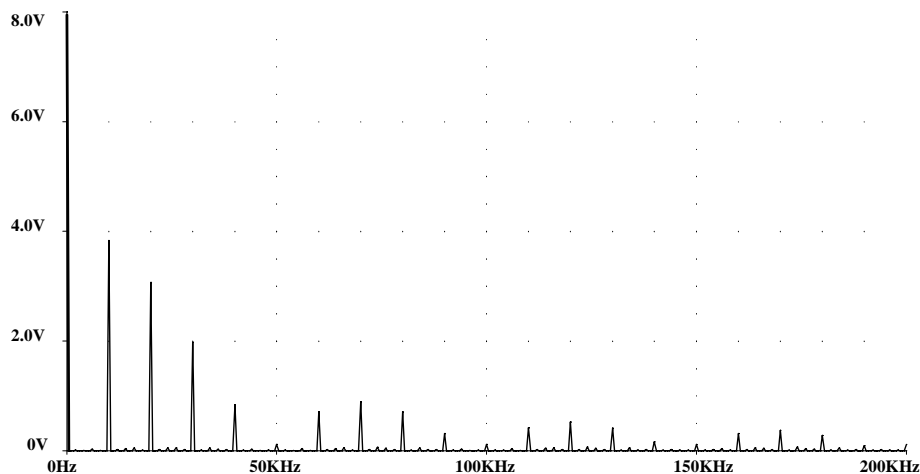


Figura 2.10 Espectro de sinal MLP.

2.4 Entrada CC: Inversores com comutação em baixa frequência

Consideremos agora que se tem uma entrada CC. Tome-se o circuito de um inversor (conversor CC-CA) monofásico mostrado na figura 2.11.

As leis de modulação são numerosas, a mais simples talvez seja a que produz uma onda retangular, numa frequência constante (eventualmente até zero - sinal CC), porém ajustável.

Uma tensão positiva é aplicada à carga quando T1 e T4 conduzirem (estando T2 e T3 desligados). A tensão negativa é obtida complementarmente. O papel dos diodos associados aos transistores é garantir um caminho para a corrente, caso a carga apresente característica indutiva. Note que a condução dos diodos não afeta a forma da tensão desejada. Este tipo de modulação não permite o controle da amplitude nem do valor eficaz da tensão de saída, a qual poderia ser variada apenas se a tensão de entrada, E, fosse ajustável.

O espectro de uma onda quadrada é conhecido e apresenta todos os componentes ímpares, com decaimento de amplitude proporcional à frequência dos mesmos.

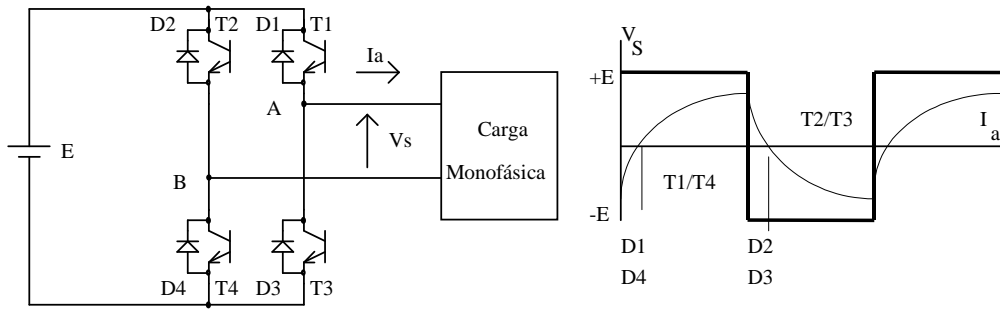


Figura 2.11 Inversor monofásico e forma de onda quadrada de saída (carga indutiva).

2.4.1 Modulação com onda quase-quadrada.

Uma alternativa que permite ajustar o valor eficaz da tensão de saída e eliminar algumas harmônicas é a chamada onda quase-quadrada, na qual se mantém um nível de tensão nulo sobre a carga durante parte do período, como mostrado na figura 2.12 com o respectivo espectro.

Para obter este tipo de onda, uma possibilidade é a seguinte: quando se deseja tensão positiva na carga mantém-se T1 e T4 conduzindo (T2 e T3 desligados). A tensão negativa é obtida complementarmente. Os intervalos de tensão nula são obtidos mantendo T1 conduzindo e desligando T4. Com corrente positiva, D2 entrará em condução. Quando T1 desligar D3 entra em condução, aguardando o momento em que T2 e T3 conduzem, o que ocorre quando a corrente se inverte. O intervalo de tensão nula seguinte é obtido com o desligamento de T3 e a continuidade de condução de T2.

Nota-se que estão presentes os múltiplos ímpares da frequência de chaveamento, o que significa que a filtragem de tal sinal para a obtenção apenas da fundamental exige um filtro com frequência de corte muito próxima da própria frequência desejada. Este espectro varia de acordo com a largura do pulso. Para este caso particular não estão presentes os múltiplos da terceira harmônica.

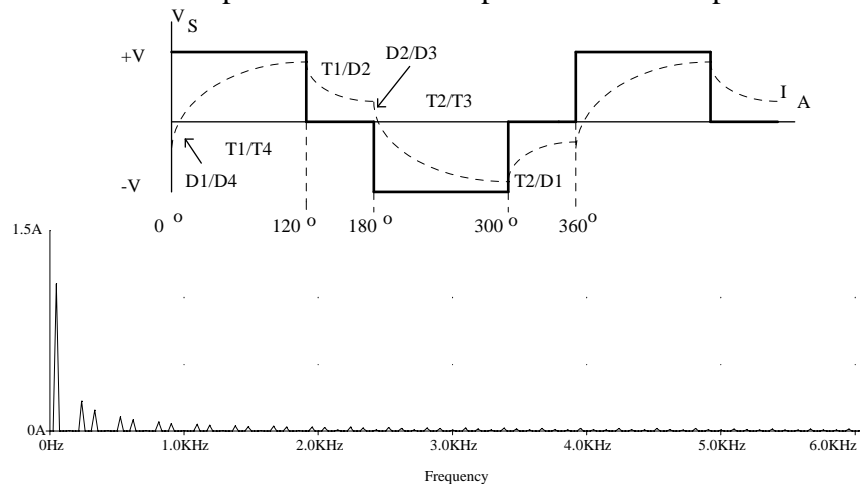


Figura 2.12 Forma de onda e espectro da onda quase-quadrada.

2.4.2 Modulação multinível

Uma outra estratégia de modulação que produz reduzidas harmônicas é a multinível. Neste caso, a tensão de saída é produzida por diversos módulos inversores conectados em série, cada um acionado no momento adequado, de modo a tentar reproduzir uma forma de onda que se aproxime de uma senóide (ou de outra forma desejada).

Na figura 2.13 tem-se diagramas esquemáticos de conversores multiníveis de diferentes topologias. Embora topologicamente distintos e com diferentes quesitos para o adequado comando e operação, essencialmente fornecem a mesma forma de onda de saída. Esta estrutura é chamada de cascata simétrica, pois todas as tensões CC têm o mesmo valor. Na cascata assimétrica as tensões do

barramento CC são diferentes, permitindo uma maior quantidade de níveis na saída com menos módulos. No entanto, perde-se a modularidade e, em consequência, a possibilidade de operar com redundância e maior confiabilidade, que é obtida com a estrutura simétrica.

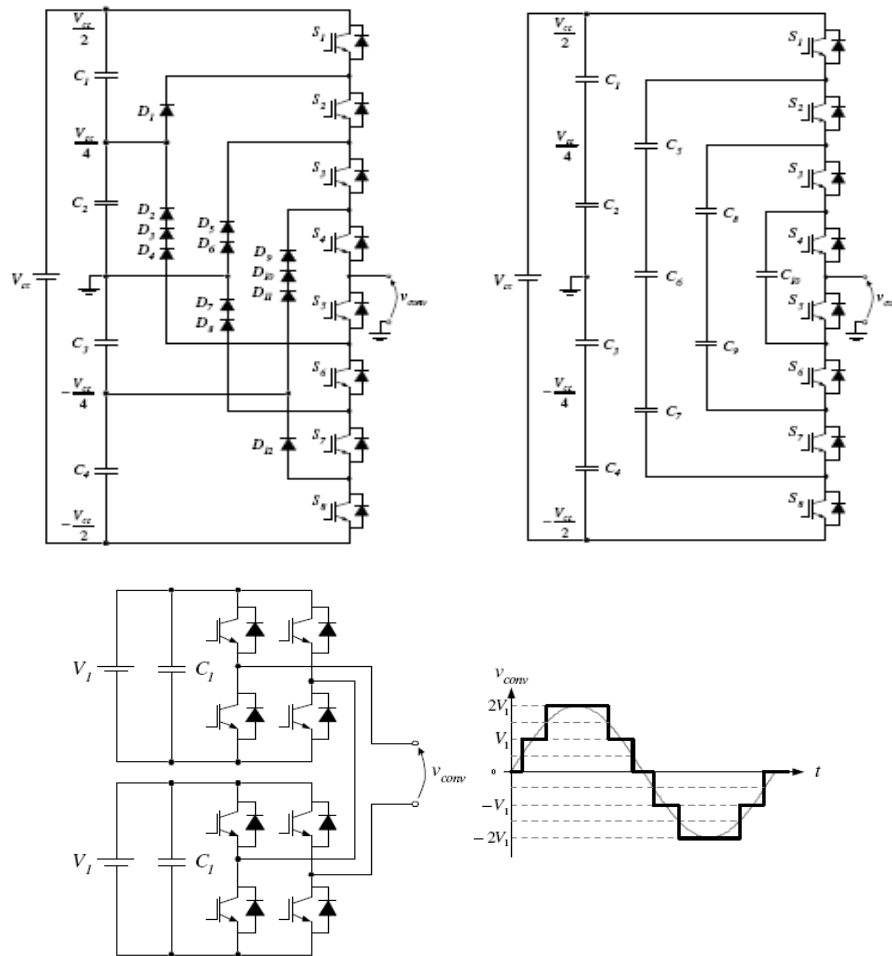
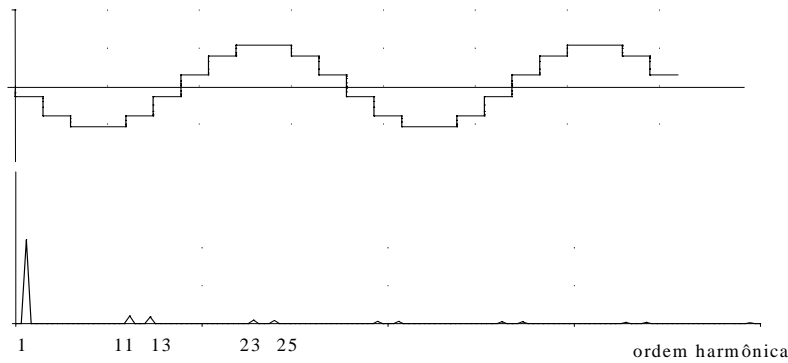
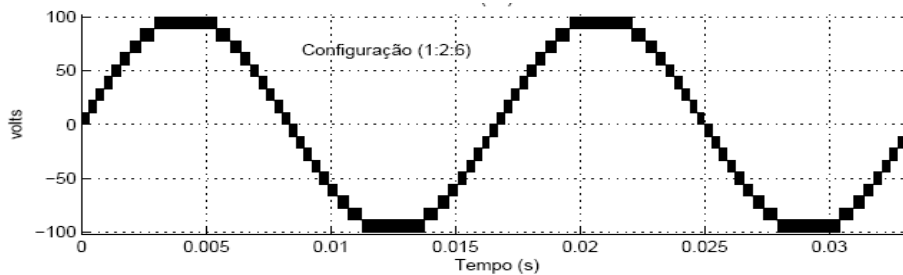


Figura 2.13 Inversores multiníveis (5 níveis): Topologias Neutro Grampeado, Capacitor Flutuante e Cascata simétrica.

Em 2.14 tem-se uma forma de onda deste tipo e o respectivo espectro. Nota-se que a distorção harmônica é reduzida, embora existam componentes espectrais em baixa frequência. Os filtros necessários à obtenção de uma onda senoidal devem ter uma frequência de corte baixa, uma vez que as componentes harmônicas apresentam-se em múltiplos da frequência da rede. No entanto, a atenuação não precisa ser muito grande, uma vez que as amplitudes das harmônicas são pequenas. Aumentando-se o número de pulsos as primeiras harmônicas surgirão em frequências mais elevadas. No caso de N níveis, as componentes são de frequências múltiplas de $(2N+1)$. É também possível que seja aplicado um comando PWM em parte dos interruptores. Com isso pode-se obter um espectro ainda mais “limpo”, às custas do aumento de perdas nos interruptores que estiverem submetidos à comutação em alta frequência.



a) Forma de onda e espectro de inversor multinível em cascata simétrica e modulação em escada.



b) Forma de Saída de inversor multinível em cascata assimétrica (19 níveis com PWM),
 Figura 2.14 Formas de onda de inversor multinível para referência senoidal.

2.5 Conversor CC-CA com Modulação por Largura de Pulso - MLP

Uma outra maneira de obter um sinal alternado de baixa frequência é através de uma modulação em alta frequência.

De uma maneira analógica, é possível obter este tipo de modulação ao se comparar uma tensão de referência (que seja imagem da tensão de saída buscada), com um sinal triangular simétrico, cuja frequência determine a frequência de chaveamento. A frequência da onda triangular (chamada portadora) deve ser, no mínimo 10 vezes superior à máxima frequência da onda de referência, para que se obtenha uma reprodução aceitável do sinal de referência, agora modulado, na forma de onda sobre a carga, após efetuada a adequada filtragem. 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.

A tensão de saída, que é aplicada à carga, é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e duração variável.

A figura 2.15 mostra a modulação de uma onda senoidal, produzindo na saída uma tensão com 2 níveis, na frequência da onda triangular.

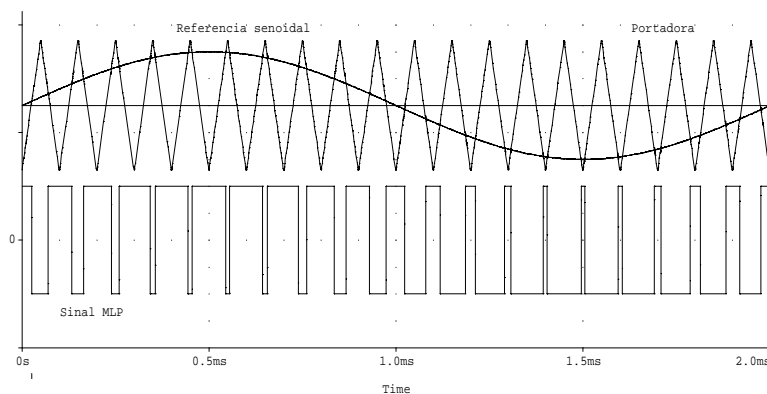


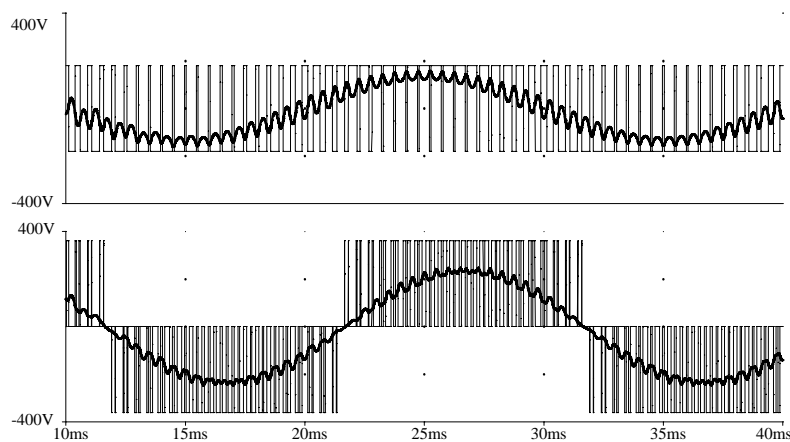
Figura 2.15 Sinal MLP de 2 níveis.

É possível ainda obter uma modulação a 3 níveis (positivo, zero e negativo). Este tipo de modulação apresenta um menor conteúdo harmônico, como mostram a figura 2.16. A produção de um sinal de 3 níveis é ligeiramente mais complicada para ser gerado analogicamente. Uma maneira de fazê-lo, para um inversor monofásico (ver figura 2.11), é de acordo com a seguinte seqüência:

- durante o semiciclo positivo, T1 permanece sempre ligado;
- o sinal MLP é enviado a T4 e o mesmo sinal *barrado* é enviado a T2.
- no semiciclo negativo, quem permanece conduzindo é T3,
- o sinal MLP é enviado a T2 e o sinal *barrado* vai para T4.

A recuperação da 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 da frequência da referência é perfeitamente capaz de produzir uma atenuação bastante efetiva em componentes na faixa dos kHz. Na figura 2.16 tem-se também as formas de onda filtradas (filtro LC, 2mH, 20 μ F). Uma redução ainda mais efetiva das componentes de alta frequência é obtida com o uso de filtro de ordem superior.

O uso de um filtro não amortecido pode levar ao surgimento de componentes oscilatórias na frequência de ressonância, que podem ser excitadas na ocorrência de transitórios na rede ou na carga. Em regime elas não se manifestam, uma vez que o espectro da onda MLP não as excita. O uso de filtros amortecidos pode ser indicado em situações em que tais transitórios possam ser problemáticos, com a inevitável perda de eficiência do filtro. Os menores valores dos elementos de filtragem tornam a resposta dinâmica deste sistema mais rápida que as obtidas com filtros aplicados às técnicas de modulação anteriores.



a) Formas de onda de tensão e de corrente em modulação MLP de 2 e de 3 níveis.

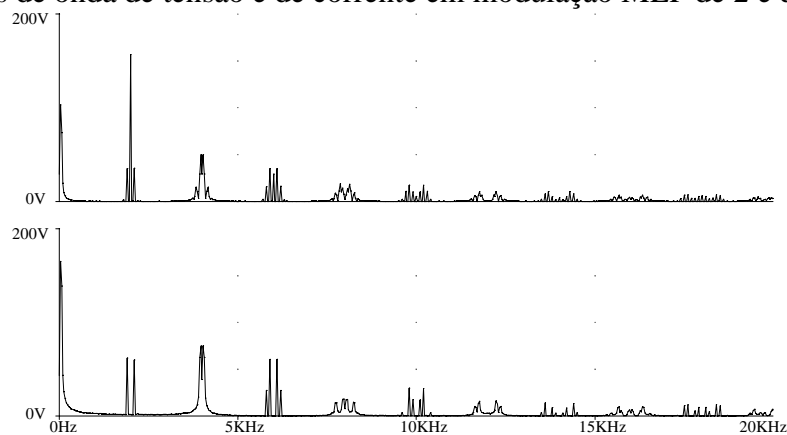


Figura 2.16 b) Espectro dos sinais MLP de 2 e 3 níveis.

2.6 Modulação em frequência - MF

Neste caso opera-se a partir de um pulso de largura fixa, cuja taxa de repetição é variável. A figura 2.17 mostra um pulso de largura fixa modulado em frequência.

Um pulso modulado em frequência pode ser obtido, por exemplo, pelo uso de um monoestável acionado por meio de um VCO, cuja frequência seja determinada pelo sinal de controle.

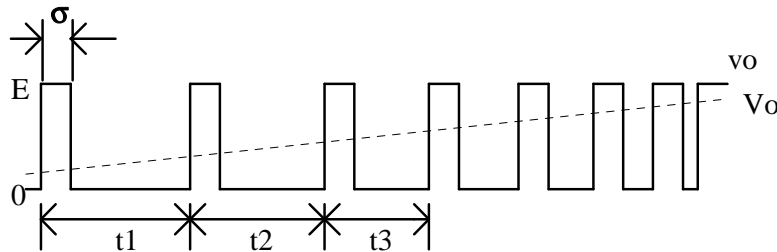


Figura 2.17 Pulso de largura σ modulado em frequência.

2.7 Modulação por limites de corrente - MLC (Histerese)

Neste caso, são estabelecidos os limites máximo e mínimo da corrente, fazendo-se o chaveamento em função de serem atingidos tais valores extremos. O valor instantâneo da corrente, em regime, é mantido sempre dentro dos limites estabelecidos e o conversor comporta-se como uma fonte de corrente.

Tanto a frequência quanto a largura de pulso (também denominada de ciclo de trabalho ou razão cíclica) são variáveis, dependendo dos parâmetros do circuito e dos limites impostos. A figura 2.18 mostra as formas de onda para este tipo de controlador.

MLC só é possível em malha fechada, pois é necessário medir instantaneamente a variável de saída. Por esta razão, a relação entre o sinal de controle e a tensão média de saída é direta. Este tipo de modulação é usado, principalmente, em fontes com controle de corrente e que tenha um elemento de filtro indutivo na saída.

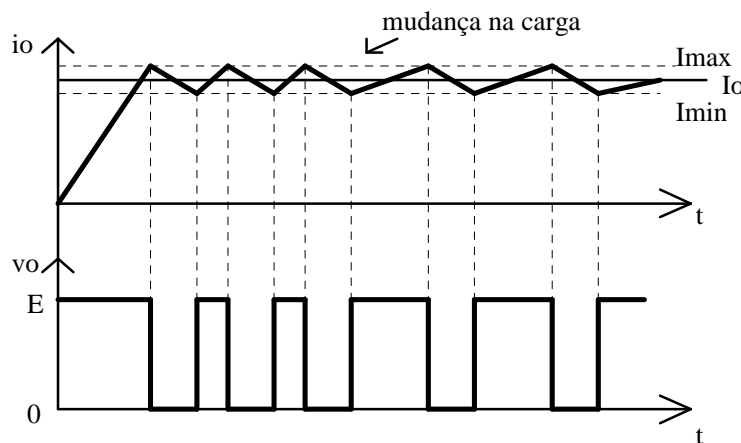


Figura 2.18 Formas de onda de corrente e de tensão instantâneas com controlador MLC.

A obtenção de um sinal MLC pode ser conseguida com o uso de um comparador com histerese, atuando a partir da realimentação do valor instantâneo da corrente. A referência de corrente é dada pelo erro da tensão de saída (através de um controlador integral). A figura 2.19 ilustra este sistema de controle. Na figura 2.20 vê-se a forma de onda da tensão de saída, aplicada à carga e o respectivo espectro. Note-se o espalhamento devido ao fato de a frequência não ser constante.

É possível obter um sinal MLC com frequência fixa caso se adicione ao sinal de entrada do comparador uma onda triangular cujas derivadas sejam maiores do que as do sinal de corrente. Assim

os limites reais da variação da corrente serão inferiores ao estabelecido pelo comparador. Pode-se ainda variar a banda de histerese, buscando minimizar a variação da frequência.

Em princípio o controle por histerese pode ser aplicado também no controle de tensão, desde que a fonte tenha um comportamento de fonte de corrente.

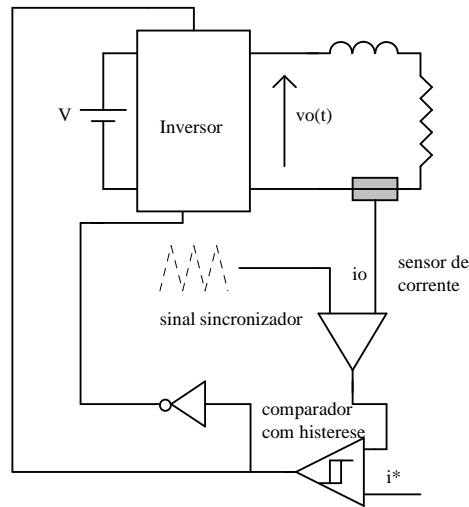


Figura 2.19 Controlador por histerese, incluindo sinal sincronizador.

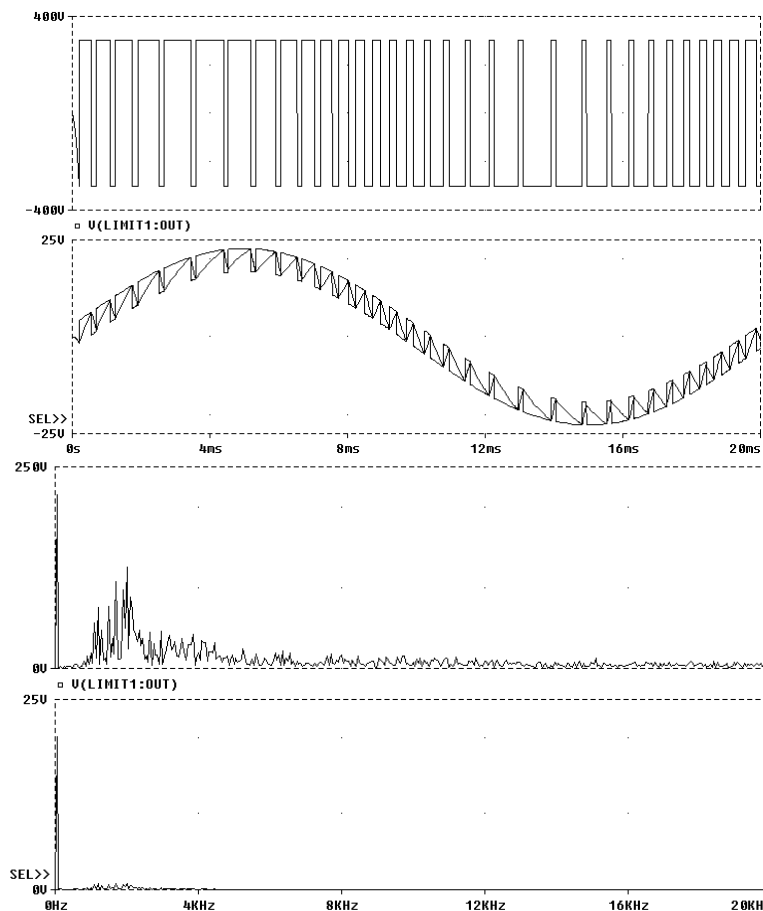


Figura 2.20 - À esquerda: Sinal MLC (superior), entrada do comparador com histerese e corrente resultante (inferior). À direita: Espectro de sinal MLC (superior) e da corrente de saída (inferior).

2.8 Modulação MLP com frequência de portadora variável

Uma alternativa, que tem como característica o espalhamento do espectro, é o uso de uma frequência de chaveamento não fixa, mas que varie, dentro de limites aceitáveis, de uma forma, idealmente, aleatória. Isto faz com que as componentes de alta frequência do espectro não estejam concentradas, mas apareçam em torno da frequência base, como se observa na figura 2.21. Note-se que o nível relativo à referência, neste caso uma senóide, não sofre alteração, uma vez que independe da frequência de chaveamento. Na mesma figura (parte b)), observa-se o sinal modulado e o que se obtém após uma filtragem das componentes de alta frequência. Observe que, como a frequência varia ao longo do período da referência, tem-se uma alteração na atenuação proporcionada pelo filtro, que se torna menor na medida em que diminui a frequência de comutação.

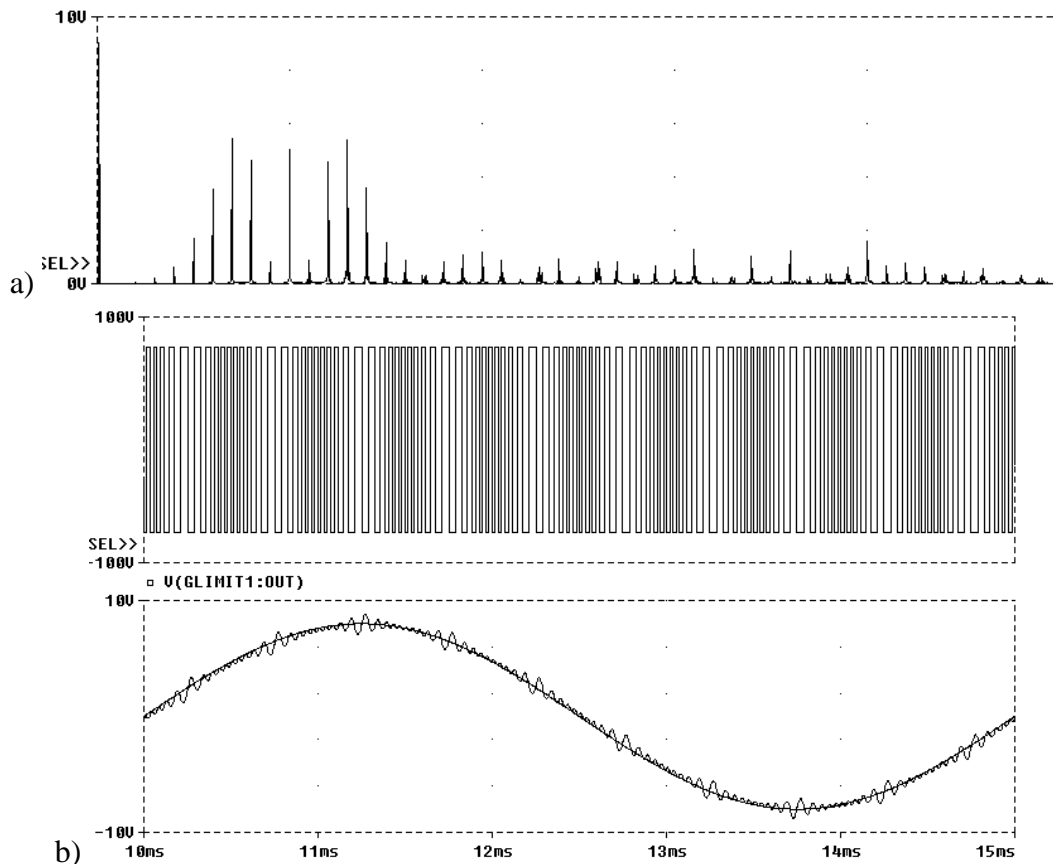


Figura 2.21 a) - Espectro de sinal MLP (referência CC) com portadora de frequência variável.
 b) - Sinal modulado em largura de pulso com variação da frequência da portadora (superior);
 referência CA e sinal recuperado após filtragem (inferior)

2.9 Eliminação de harmônicas

Considerando, a título de exemplo, o caso da modulação por onda quadrada, mas sem perda de generalidade, é possível eliminar uma dada harmônica se a cada ¼ de ciclo for introduzida uma comutação adicional, como mostrado na figura 2.22.

Para uma amplitude unitária, a forma de onda da fig. 2.22 é expressa por:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{(2n-1)\pi} \{2 \cos[(2n-1)\alpha] - 1\} \cdot \sin[(2n-1)\omega t] \tag{2.7}$$

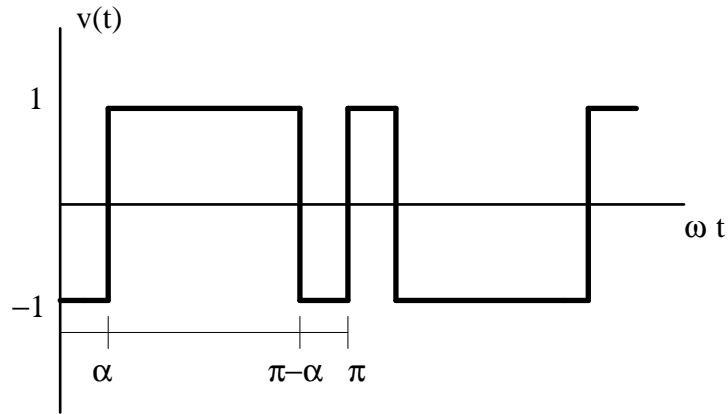


Figura 2.22 Modulação com eliminação de harmônica.

Note que se $\alpha=0$ tem-se a expressão da série de Fourier de uma onda quadrada. Para eliminar a 3ª harmônica deve-se impor, no intervalo $0 < \alpha < \pi/2$ que:

$$2 \cos(3\alpha) - 1 = 0 \tag{2.8}$$

isto significa $\alpha=\pi/9$, para qualquer valor de t. O impacto sobre a componente fundamental de v(t) é que ocorre uma redução de seu valor eficaz para 88%, em relação ao valor de onda quadrada.

É possível estender este mesmo enfoque para a eliminação de um número qualquer de harmônicos. Uma expressão geral para v(t), considerando que existem h pulsos inseridos no intervalo entre 0 e $\pi/2$, é:

$$v(t) = (-1)^h \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{(2n-1)\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{k=1}^h (-1)^k \cdot \cos[(2n-1) \cdot \alpha_k] \right\} \cdot \sin[(2n-1) \cdot \omega t] \tag{2.9}$$

A eliminação de h harmônicas de v(t) impõe que os respectivos ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_h$ sejam raízes de:

$$\sum_{k=1}^h (-1)^k \cdot \cos[2n-1) \cdot \alpha_k] = -\frac{1}{2} \tag{2.10}$$

2.10 Outras técnicas de modulação

Outras formas de controle têm sido pesquisadas com o intuito de melhorar a resposta dinâmica do sistema, aumentar a margem de estabilidade, rejeitar mais eficientemente perturbações, etc. Estas novas técnicas utilizam, via de regra, métodos não-lineares e procuram aproveitar ao máximo as características também não-lineares dos conversores.

2.10.1 Controle “One-cycle”

O controle “one-cycle” permite o controle da tensão de um conversor com saída CC-CC ciclo a ciclo, de modo que o sistema se torna praticamente imune a variações na alimentação e na carga. Opera com frequência constante a modulação da largura de pulso, mas o instante de comutação é determinado por uma integração da tensão que é aplicada ao estágio de saída do conversor.

A figura 2.23 mostra a estrutura básica para um conversor CC-CC do tipo abaixador de tensão (que será estudado posteriormente).

Uma vez que, em regime, a tensão média numa indutância é nula, a tensão de saída, V_o , é igual à tensão média sobre o diodo. A tensão sobre o diodo, no entanto, variará entre praticamente zero (quando o componente conduz) e a tensão de alimentação, E . Seu valor médio a cada ciclo deve ser igual a V_o . Tal valor médio a cada ciclo é que é obtido pela integração de tal tensão.

O sinal integrado é comparado com a referência. Enquanto não atingi-la, a chave permanece ligada (tensão E aplicada sobre o diodo). Quando a tensão de referência é igualada o capacitor do integrador é descarregado e o comparador muda de estado, desligando o transistor, até o início do ciclo seguinte, determinado pelo *clock*.

Observe que qualquer variação na referência, na tensão de entrada ou na carga afeta o intervalo de tempo que o transistor permanece conduzindo, mas sempre de maneira a manter a tensão média sobre o diodo igual ao valor determinado pela referência.

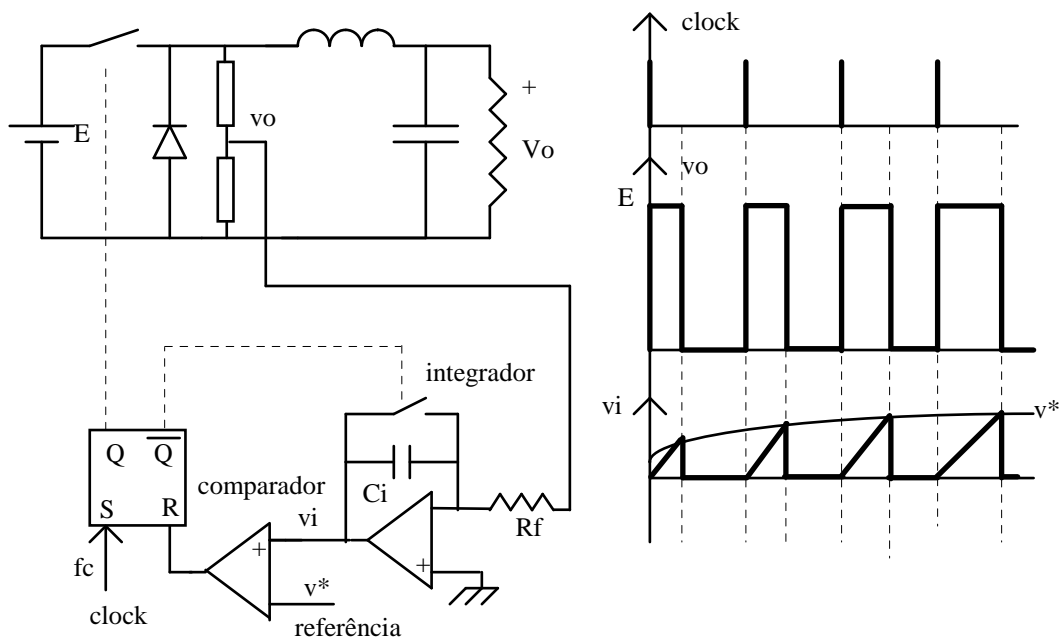


Figura 2.23 Controle “one-cycle” aplicado a conversor abaixador de tensão.

2.10.2 Modulação Delta

O sinal de referência é comparado diretamente com a saída modulada (e não a filtrada). O sinal de erro é integrado e a saída do integrador é comparada com zero. A saída do comparador é amostrada a uma dada frequência, f_c , e o sinal de saída do amostrador/segurador comanda a chave. A figura 2.24 mostra o sistema.

O estado da chave em cada intervalo entre 2 amostragens é determinado pelo sinal da integral do erro de tensão (no instante da amostragem). Deste modo os mínimos tempos de abertura e de fechamento são iguais ao período de amostragem. A robustez do controlador é seu ponto forte. O problema é que esta técnica de controle é intrinsecamente assíncrona, dificultando o projeto dos filtros.

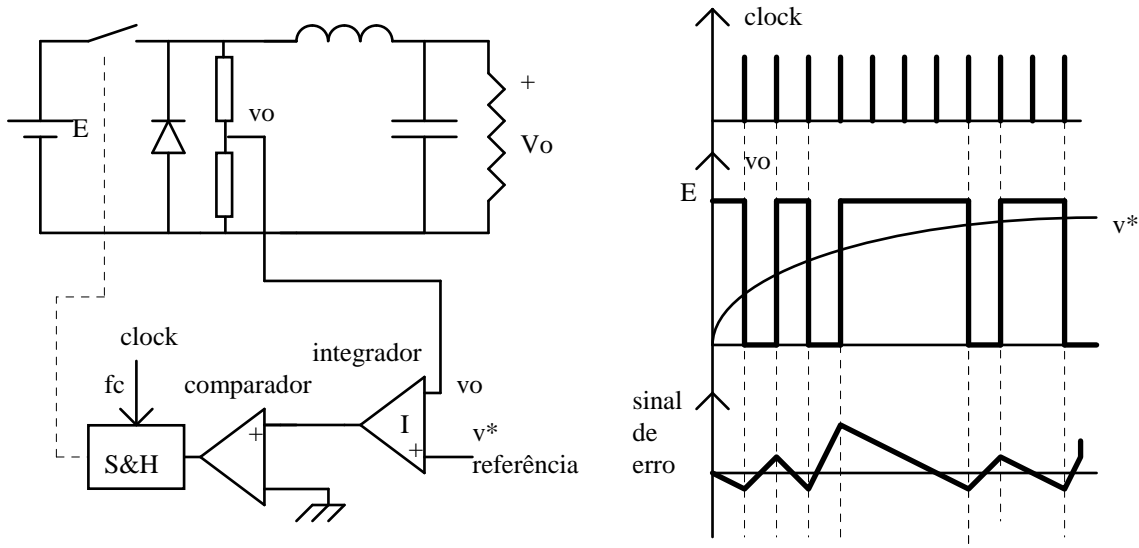


Figura 2.24 - Controlador Delta.

2.11 Modulação Vetorial

Este tópico baseia-se no material do prof. S. Buso, utilizado no curso sobre “Controle Digital de Conversores de Potência”, e pode ser encontrado na íntegra em : <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/Digital.html>.

Um inversor trifásico, como o mostrado na figura 2.25, pode produzir três tensões independentes, V_1 , V_2 e V_3 . Tais tensões podem apresentar apenas 2 níveis, dependendo de quais interruptores estiverem conduzindo. Em relação ao ponto neutro, os valores médios de tais tensões podem variar entre $+E/2$ e $-E/2$, sendo E o valor da tensão no lado CC.

Se a fonte CC possuir um ponto médio e a carga estiver a ele conectada (conexão estrela com neutro), o potencial deste ponto não se altera. No entanto, se o neutro da carga não estiver ligado, seu potencial variará, dependendo dos estados dos interruptores do inversor.

Qualquer conjunto de três tensões pode ser representado por um vetor no plano definido por eixos abc, deslocados 120° um do outro, como mostra a figura 2.26. Normalmente a informação sobre o valor da tensão de neutro é perdida, pois se situaria no eixo ortogonal ao plano abc.

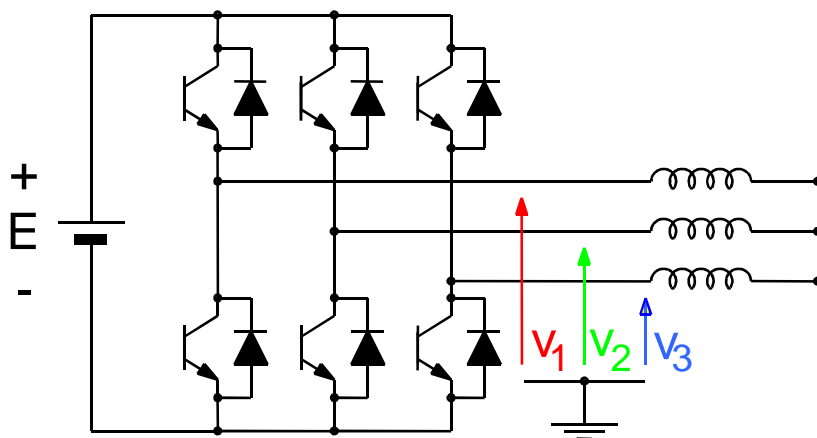


Figura 2.25 - Inversor trifásico tipo fonte de tensão

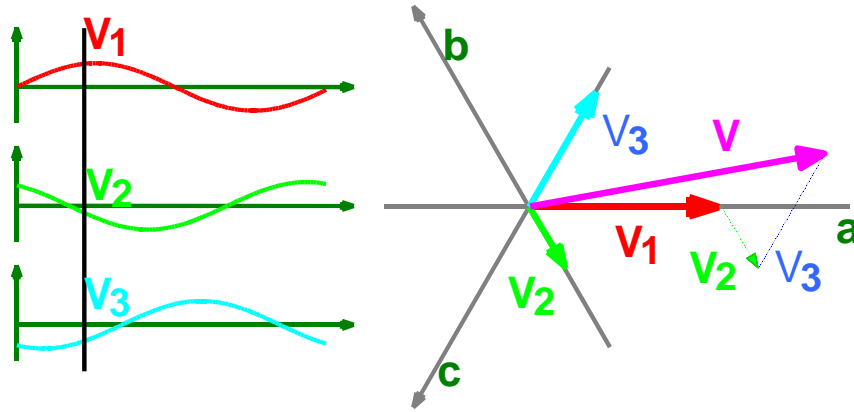


Figura 2.26 - Representação de tensões instantâneas no plano abc

É possível representar o mesmo vetor resultante no plano $\alpha\beta$, o que se faz aplicando a transformação indicada a seguir. O mesmo vetor no plano $\alpha\beta$ é mostrado na figura 2.27. Esta transformação é válida também para correntes.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

A transformação inversa leva a:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{2}{3} V_\alpha \\ V_2 &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta - \frac{V_\alpha}{2} \right) \\ V_3 &= \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta - \frac{V_\alpha}{2} \right) \end{aligned} \tag{2.12}$$

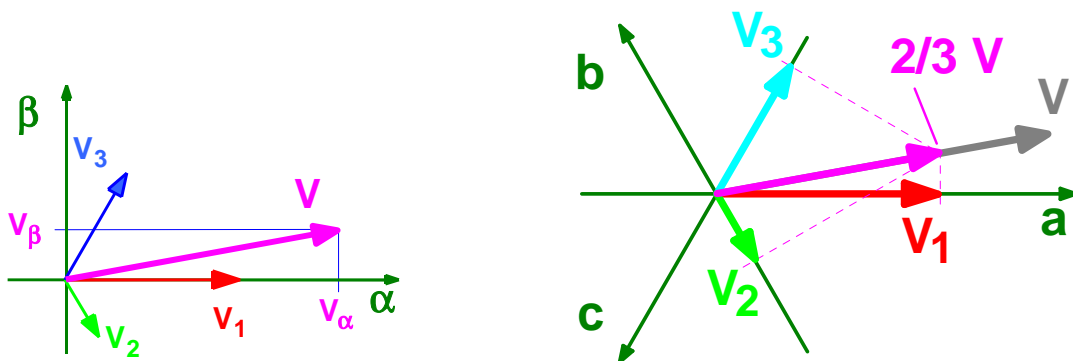


Figura 2.27 - Vetor de tensão resultante no plano $\alpha\beta$ e transformação inversa

Os estados do inversor também podem ser representados por vetores, como o exemplo mostrado na figura 2.28, para o estado chamado 100, no qual $V_1=E$, $V_2=0$ e $V_3=0$.

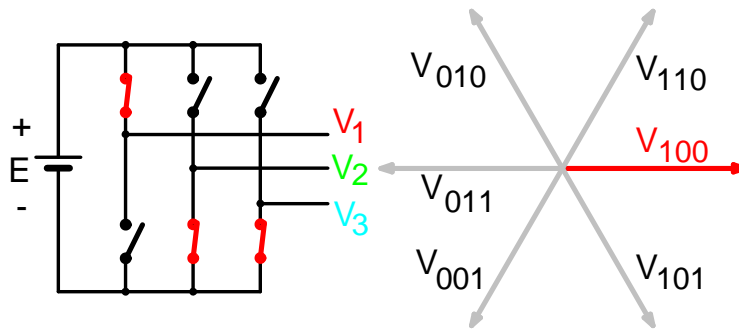


Figura 2.28 - Representação dos estados do inversor no plano ($\alpha\beta$ ou abc)

O vetor nulo, definido como os estados 111 ou 000, ou seja, quando os três interruptores superiores, ou os três inferiores estiverem simultaneamente fechados, são representados pelo ponto na origem do plano.

A modulação vetorial é realizada gerando, dentro de cada período de comutação, uma seqüência de diferentes estados do inversor. Tal seqüência normalmente consiste de três vetores, um dos quais é o vetor nulo. A soma das larguras de pulso relativas a cada estado deve satisfazer à restrição:

$$\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 1 \tag{2.13}$$

Para produzir na saída do inversor valores desejados de tensões médias (calculadas no período de comutação), deve-se obter o vetor resultante V^* , como feito nas figuras 2.26 (plano abc) ou 2.27 (plano $\alpha\beta$). Verifica-se quais são os estados do inversor que são adjacentes ao vetor V^* . Tais estados, e o estado nulo, serão aqueles que deverão ser ativados para produzir as saídas desejadas. As projeções de V^* nos vetores adjacentes determinam as respectivas razões cíclicas, enquanto a duração do vetor nulo é dada, quando possível, por:

$$\delta_3 = 1 - \delta_1 - \delta_2 \tag{2.14}$$

A figura 2.29 mostra o procedimento para definir os estados a serem utilizados, suas respectivas larguras de pulso e os limites de V^* que podem ser produzidos com esta técnica, que são os vetores contidos no hexágono.

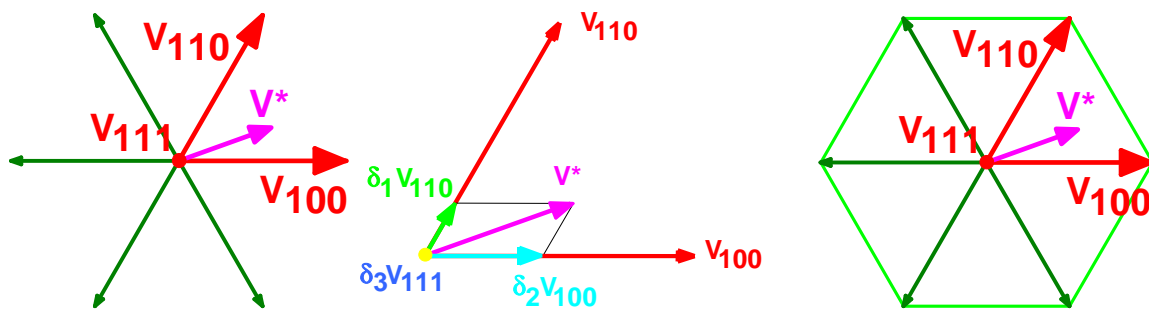


Figura 2.29 - Definição dos estados do inversor, respectivas larguras de pulso e seus limites

Diferentes estratégias podem ser utilizadas para gerar os vetores necessários, como mostra a figura 2.30. No caso (a), o estado $V_1=1$ é comum aos dois vetores, sendo mantido fixo durante todo o período de comutação. As comutações são realizadas nos ramos que produzem V_2 e V_3 .

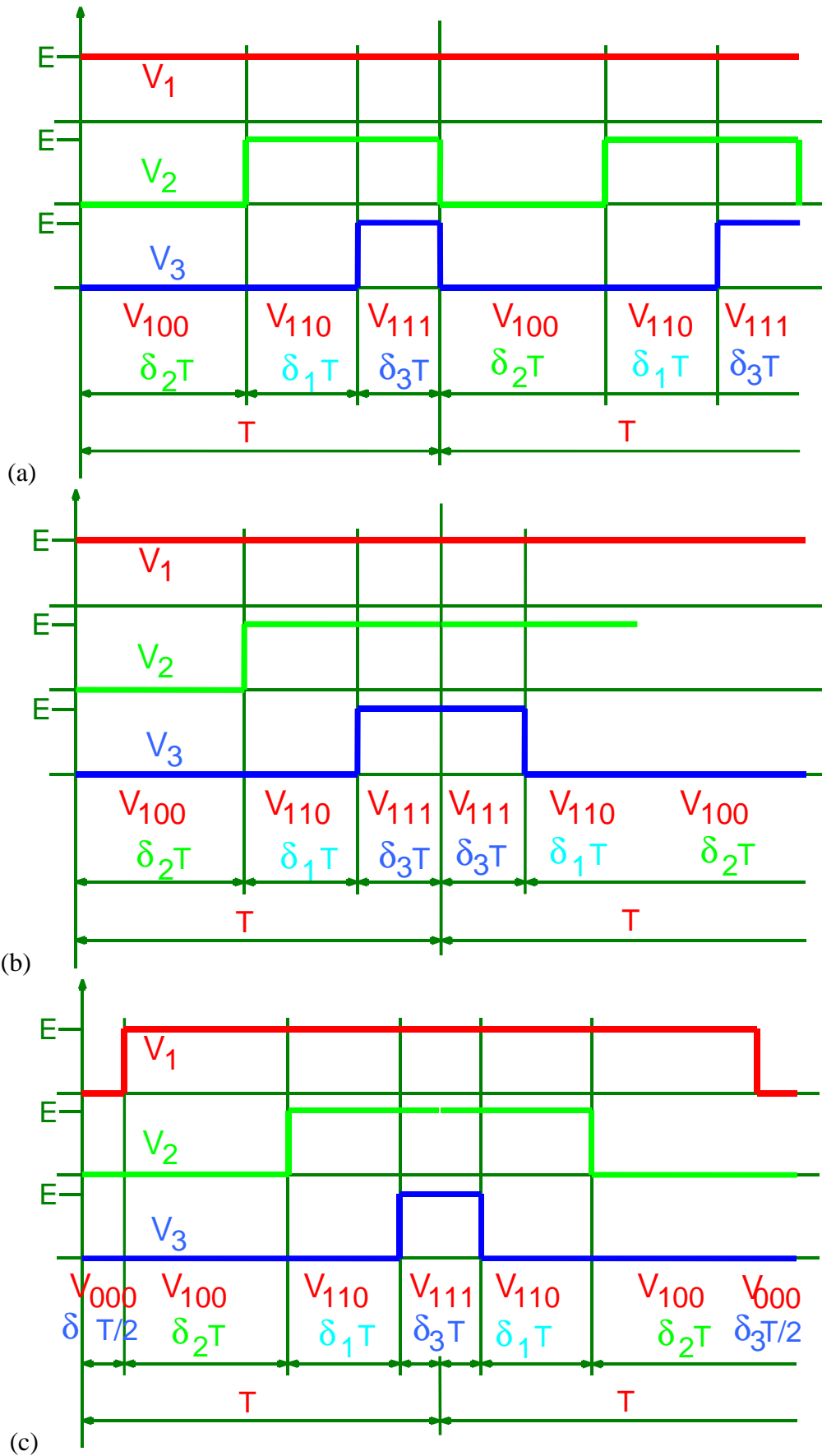


Figura 2.30 - Possíveis realizações para obter V^* (exemplo da fig. 2.27)
 No caso (b) tem-se uma estratégia que minimiza as comutações, o que reduz as perdas do

conversor. Note que V_1 está sempre em “1”, como no caso anterior. A diferença é que cada período adjacente é “espelhado”, de modo a não ser preciso alterar o estado anterior dos interruptores.

No caso (c) o estado nulo é feito com o vetor 111 e com o vetor 000. Sua principal característica é o fato dos pulsos de cada fase estarem centrados exatamente na passagem de um ciclo de comutação para outro. Esta estratégia facilita a observação, por exemplo, do valor da corrente de cada fase. Fazendo-se a observação precisamente neste instante tem-se uma amostragem do valor médio da corrente (supondo uma carga com característica indutiva, que normalmente ocorre), sem ser preciso qualquer tipo de processamento do valor amostrado. Pelo fato de se estar distante dos momentos das comutações, os eventuais ruídos produzidos pelo chaveamento também já terão sido amortecidos, como ilustra a figura 2.31.

A forma de onda obtida da estratégia (c) é a mesma que se tem na modulação analógica com onda triangular, usando um período $2T$, como mostra a figura 2.32.

No entanto, apesar da simetria dos pulsos, o uso de modulação vetorial leva à produção inerente de uma terceira harmônica nas tensões de fase. Isto pode ser analisado como se o ponto do vetor nulo não permanecesse no plano, mas se deslocasse ortogonalmente a ele. Observe-se aqui que, sendo um sistema a três fios, quando são definidas as tensões em duas fases, a terceira está necessariamente definida.

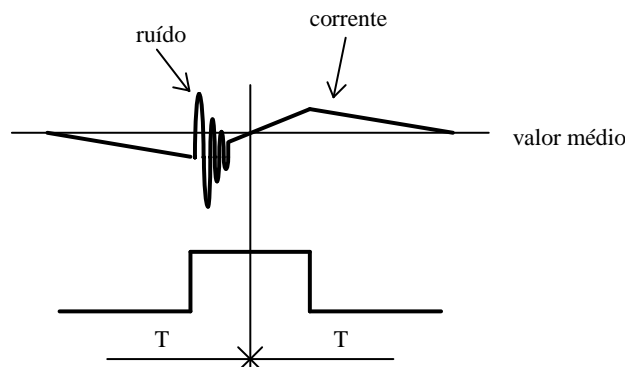


Figura 2.31 - Amostragem da corrente (carga indutiva) na estratégia (c)

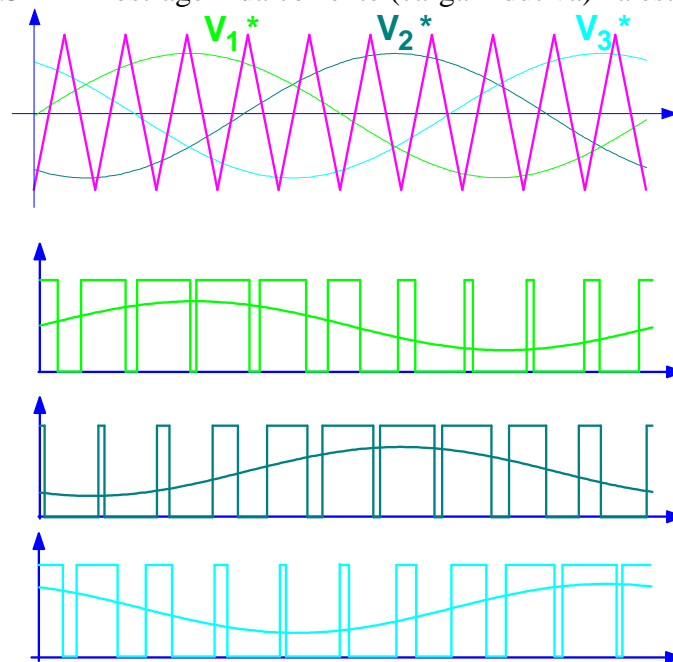


Figura 2.32 Modulação usando portadora triangular

A figura 2.33 ilustra o fato de que a existência de um nível comum às 3 fases (no exemplo,

um nível CC), não afeta a tensão de linha, que se mantém simétrica e equilibrada. O efeito da terceira harmônica é semelhante, como se vê na mesma figura. Ou seja, as tensões de fase possuem a terceira harmônica, mas ela não se apresenta na tensão de linha, por ser de “modo comum”.

Esta terceira harmônica, ao reduzir o pico da tensão, permite que a componente fundamental associada a esta onda tenha um valor de pico de 1,15E, ou seja, maior do que existiria sem a terceira harmônica! Este fato está mostrado na figura 2.33.

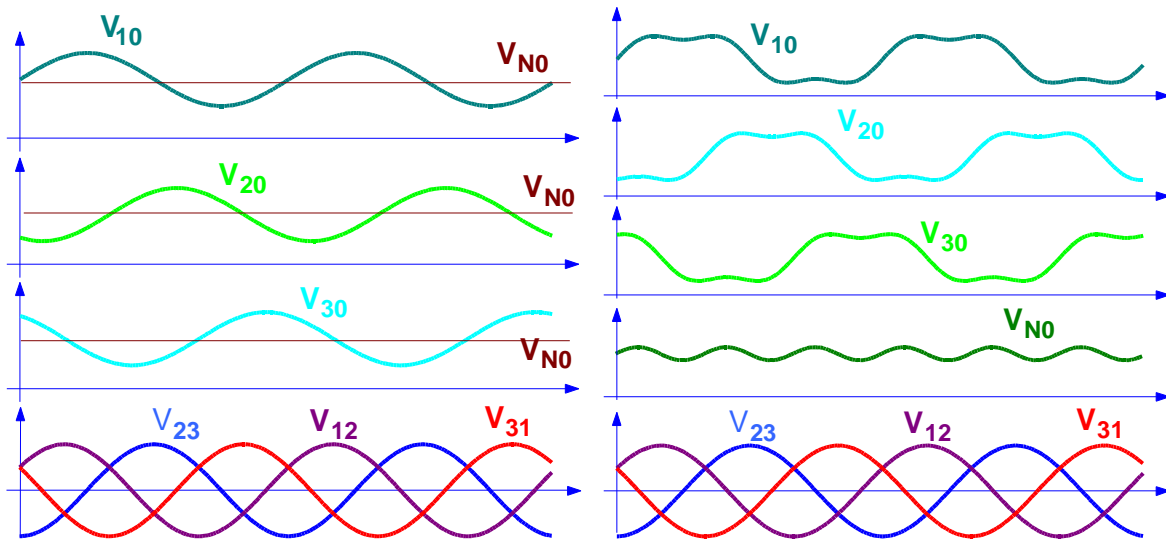


Figura 2.33 - Efeito de tensão de “modo comum” nas tensões de fase

Os resultados do uso de modulação vetorial e de portadora triangular tornam-se idênticos caso, nesta última, seja adicionada a cada largura de pulso uma componente dada por:

$$-\frac{1}{2} [\max(\delta_1, \delta_2, \delta_3) + \min(\delta_1, \delta_2, \delta_3)]$$

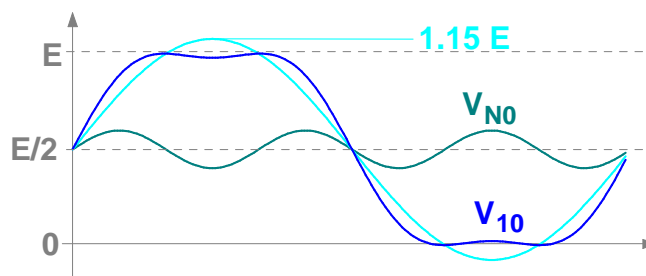


Figura 2.34 - Efeito da presença de terceira harmônica na modulação vetorial

Sumariamente pode-se concluir que, em cada período de comutação, adicionando-se uma mesma componente, constante ou variável, a todas as três referências, tem-se

- O valor instantâneo da tensão de fase se altera;
- O valor médio da tensão de fase também se altera proporcionalmente;
- O valor médio da tensão entre fases não se altera;
- Se não existe conexão do neutro (carga em Y), as tensões na carga não se alteram.

Outra estratégia bastante usada é a chamada “flat-top”, na qual é adicionado a cada componente um valor de razão cíclica de modo a requerer apenas dois estados. Isto se obtém “saturando” a máxima (ou a mínima) largura de pulso em cada período de comutação, como mostra a figura 2.35. Também neste caso obtém-se uma componente fundamental senoidal (se for o caso)

com amplitude 1,15 E. A redução nos chaveamentos (diminuindo as perdas de comutação) é evidente.

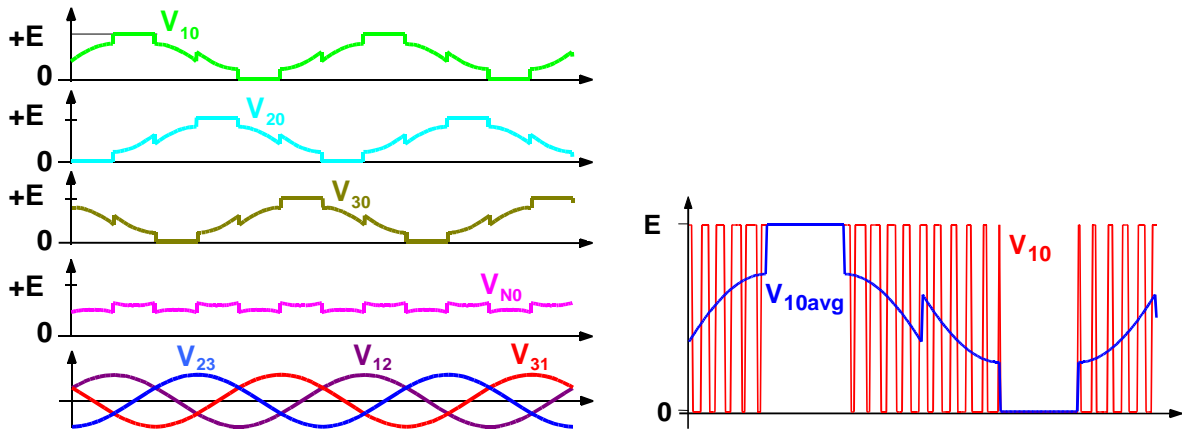


Figura 2.35 Modulação vetorial com técnica “flat-top”

2.11.1 Saturação

Quando o vetor de referência V^* excede os limites do hexágono (figura 2.29) deve-se arbitrar alguma estratégia para, ainda assim, possibilitar o comando do conversor.

Uma possibilidade é reduzir o módulo de V^* , mantendo seu ângulo, até ser atingido o limite do hexágono, como mostra a figura 2.36. A implementação desta estratégia (em um DSP, por exemplo), exige uma operação de divisão, o que nem sempre está disponível, ou é suficientemente rápida. Uma outra alternativa é manter a maior componente (já feita a projeção de V^* nos vetores adjacentes) e reduzir a menor componente até que a resultante recaia no hexágono. Neste caso não há operações aritméticas significativas, sendo de fácil implementação. No entanto tem-se um erro de amplitude e de fase no vetor gerado.

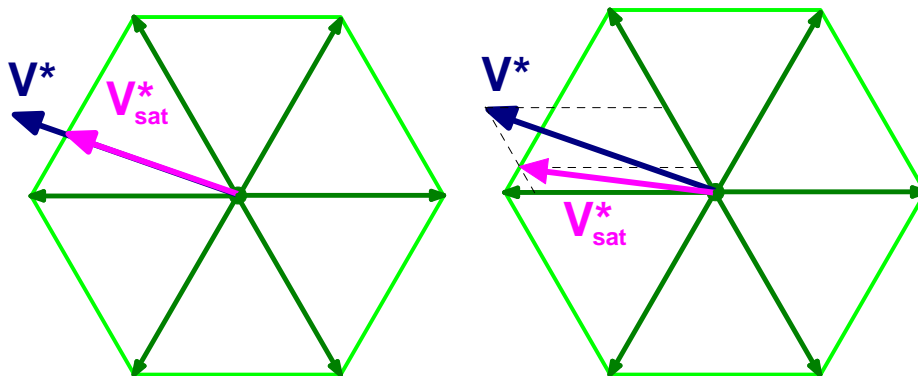


Figura 2.36 - Estratégias de tratar “saturação” da referência V^*

Existem situações em que uma das projeções, por si só, já é maior que a unidade, de modo que as estratégias anteriores não podem ser aplicadas. Neste caso, escolhe-se o vetor mais próximo de V^* e este estado é mantido por todo o período de comutação. O conversor passa a ter um funcionamento de onda quase-quadrada. Esta situação é ilustrada na figura 2.37. Na mesma figura mostram-se as regiões de saturação leve e de saturação profunda.

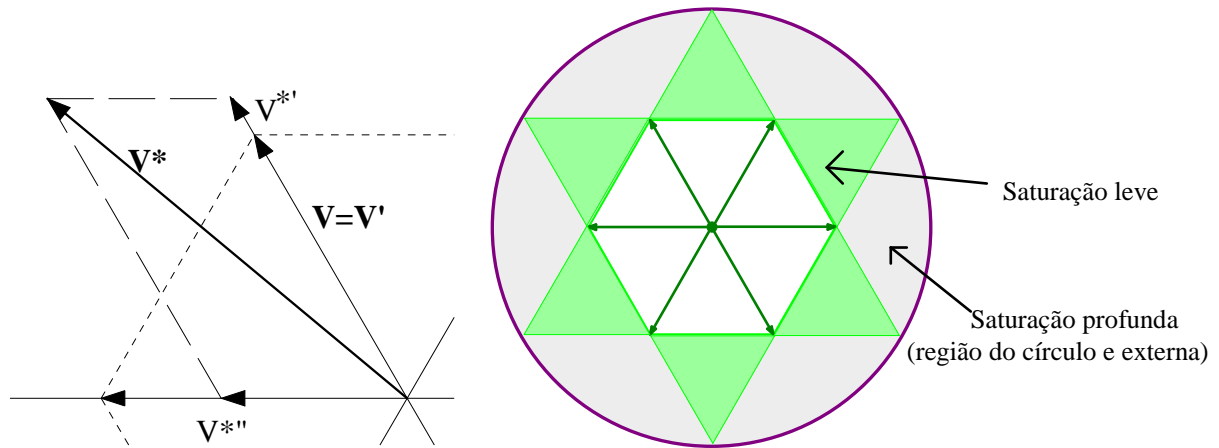


Figura 2.37 - Saturação profunda (dir.) e limites de saturação (esq.)

O uso da segunda estratégia mostrada na figura 2.36 e desta última para a “saturação profunda” tem a vantagem de permitir uma passagem suave de uma situação não-saturada para a saturada, como mostra a figura 2.38.

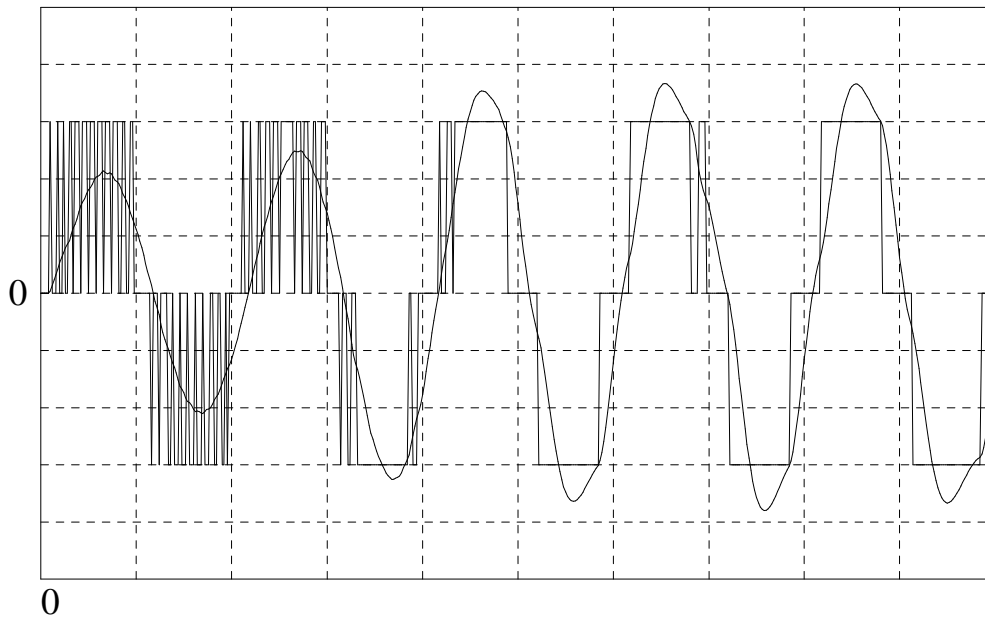


Figura 2.38 - Passagem de modulação vetorial normal para saturada e com saturação profunda: tensão MLP e corrente resultante em carga indutiva.

2.12 Referências Bibliográficas

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

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

N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins: “Power Electronics, Converters, Applications and Design”, 2nd Edition, John Willey & Sons, USA, 1994

K. M. Smedley and S. Cuk: “One-Cycle Control of Switching Converters”. Proc. of PESC ‘91, pp. 888-896.

E. Santi and S. Cuk: “Modeling of One-Cycle Controlled Switching Converters”. Proc. of INTELEC ‘92, Washington, D.C., USA, Oct. 1992.

W. Tang and F. C. Lee: “Charge Control: Modeling, Analysis and Design”. Proc. of VPEC Seminar, 1992, Blacksbourg, USA.

S. Buso: “Digital Control of Power Converters”. FEEC, UNICAMP, 1999. <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/Digital.html>.

J. Holtz et. Alli: “On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode”. Proc. of IEEE IECON, 1992, pp. 307-312.

H. W. van der Broeck et alli: “Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors”. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 24, no. 1, Jan/Feb 1988, pp. 142-150.