

5. CONVERSORES CC/CA - INVERSORES

Serão estudados neste capítulo os conversores CC-CA que fornecem em suas saídas tensões alternadas, com frequência fixa, com controle da corrente de saída.

O inversor deve fornecer uma tensão (ou corrente) alternada, com frequência, forma e amplitude definidas por algum sistema de controle.

O inversor deve ser capaz de fornecer uma corrente ou uma tensão de qualidade aceitável, ou seja, em conformidade com as normas pertinentes. Quando o inversor estiver conectado a uma rede CA, dado que a tensão é definida pelo sistema, o conversor é responsável pela injeção (ou absorção) de corrente e, conseqüentemente, de potência na rede.

O principal papel dos inversores nos sistemas de geração distribuída e de acumuladores de energia é entregar energia elétrica à rede de distribuição em corrente alternada, dentro de padrões de qualidade adequados. Isso requer, principalmente, que a forma de onda da corrente resultante na rede tenha mínima distorção, ou seja, que se aproxime da forma senoidal.

Se o objetivo é ter uma corrente senoidal injetada na rede (com tensão senoidal), por meio de um bipolo linear, como ilustra a figura 5.1, necessariamente a tensão produzida pelo inversor tem ter uma componente senoidal sincronizada com a rede. Para qualquer outra frequência presente na tensão do inversor, como não há equivalente na fonte CA (ou seja $V_s=0$), haverá uma corrente que depende da impedância da conexão e da amplitude de tal componente no inversor.

O fluxo de potência ativa do inversor para a rede depende das tensões e da defasagem, sendo limitada pela reatância de acoplamento. V_i representa a componente fundamental da tensão produzida pelo inversor. A potência é injetada na fonte V_{ac} , de modo que é, convencionalmente, negativa.

$$P_{ac} = \frac{V_{ac} \cdot V_i}{X_s} \cdot \text{sen}(\theta_i - \theta_{ac}) \tag{5.1}$$

Se a corrente deve estar em fase com a tensão da rede a tensão produzida pelo inversor deve ter determinadas amplitude e a fase que dependem da reatância e da potência a ser transferida, ou seja, da queda de tensão na reatância.

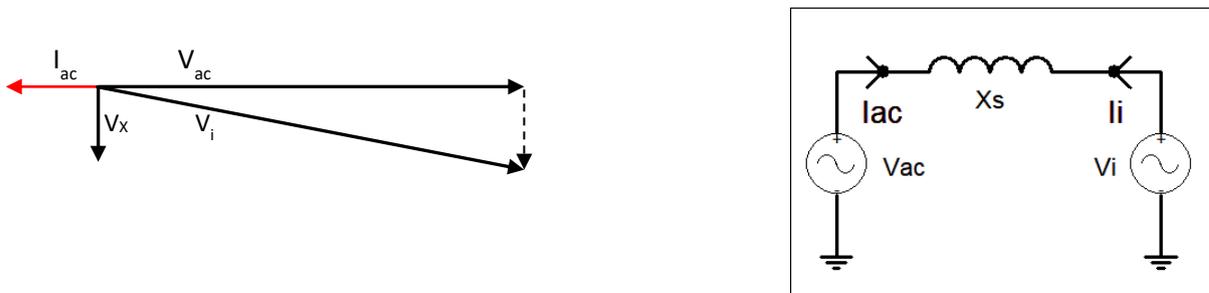


Figura 5.1 Representação fasorial e circuito simplificado indicando a conexão entre duas fontes de tensão senoidais, quando ambas possuem a mesma frequência.

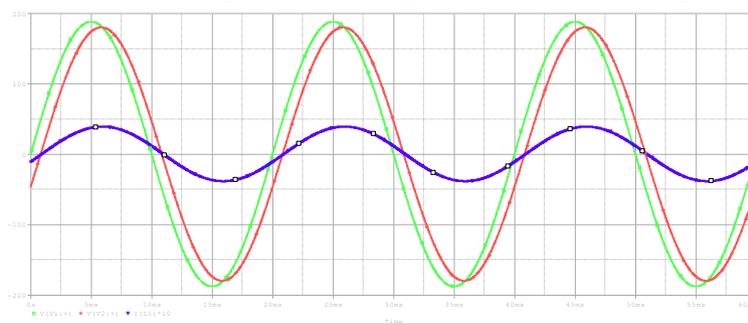


Figura 5.2 Tensões nas fontes e corrente no circuito (FP=1)

5.1 Inversores tipo fonte de tensão

A configuração básica de um inversor tipo fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) é mostrada na figura 5.3 para uma conexão trifásica. Uma saída monofásica (bifásica) pode ser obtida utilizando-se apenas dois ramos, ao invés de três. A figura omite os circuitos necessários ao comando dos transistores. Embora ilustrados como transistores bipolares, é possível a construção do circuito utilizando qualquer tipo de interruptor que seja comandado para ligar e para desligar e que apresente tempos de comutação relativamente curtos.

Uma vez que se tem uma fonte de tensão no lado CC, quando um interruptor da semiponte superior e outro da semiponte inferior (nunca os dois de um mesmo ramo) estiverem em condução, esta tensão CC aparecerá em um par de condutores da saída alternada.

Como não se sabe, a priori, o que estará conectado no lado CA, a conexão sempre deverá ser feita por meio de indutores. Tais elementos permitem limitar a corrente (na verdade sua derivada) nas situações gerais em que a tensão V_{ca} é diferente do valor V_{cc} , ou seja, o que acontece praticamente todo o tempo. Para que seja possível ter controle sobre a corrente no lado CA é preciso que a tensão V_{cc} seja superior ao valor de pico das tensões de linha no lado CA.

Os diodos presentes no circuito garantem uma bidirecionalidade no sentido da corrente, necessária à correta operação do conversor.

Se o VSI operar com potência ativa, deve haver uma fonte de energia no barramento CC. Caso o conversor opere apenas com potência não ativa (harmônicas e reativa), o barramento CC pode ser formado apenas por um capacitor, sobre o qual se controla a tensão.

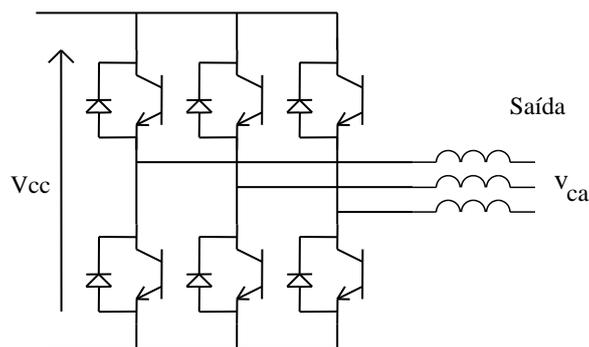


Figura 5.3 Inversor trifásico tipo fonte de tensão.

5.2 Inversor tipo fonte de corrente

Desde que se disponha de uma fonte de corrente CC (CSI - *Current Source Inverter*) pode-se aplicar técnicas de modulação de largura de pulso (ou outra qualquer), à semelhança do que se faz com os VSI. O que garante o comportamento como uma fonte de corrente é a presença de uma indutância no barramento CC. O circuito de controle do conversor atua de modo a manter constante tal corrente. Se o CSI operar com potência ativa, é preciso haver uma fonte de energia no barramento CC. Em caso de produção de energia não ativa, é suficiente a presença apenas de um indutor.

Os interruptores a serem usados no circuito devem permitir passagem de corrente num único sentido e serem capazes de bloquear tensões com ambas as polaridades. Deve-se garantir que haja sempre uma chave em condução em cada semiponte. A figura 5.4 mostra uma topologia deste tipo.

Caso a impedância da carga (ou da rede CA) seja indutiva (que é a situação mais usual), é necessária a colocação de capacitores na saída do inversor de modo a acomodar as diferenças instantâneas nos valores das correntes nos lados CC e CA. Tais capacitâncias podem provocar ressonâncias com as componentes indutivas do circuito, devendo-se controlar a tensão sobre os capacitores.

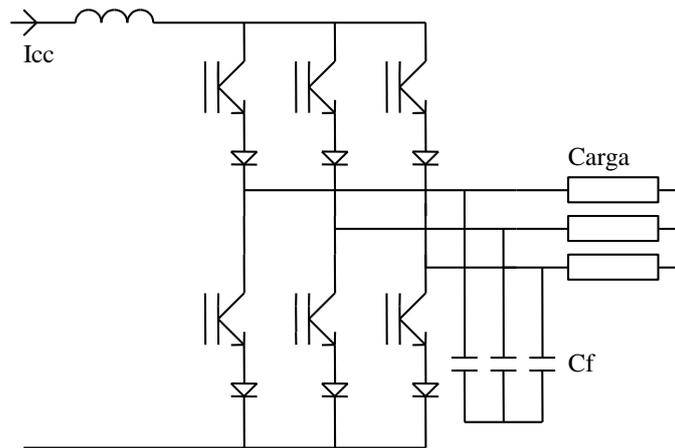


Figura 5.4 Inversor fonte de corrente MLP utilizando IGBT.

5.3 Inversor VSI com saída quadrada

Para fins didáticos, considere-se o circuito de um inversor monofásico como mostrado na figura 5.5. O mais simples comando é o que produz na saída (lado CA) uma onda retangular, na frequência que se deseja. Em tal caso, uma tensão positiva é aplicada à carga quando T1 e T4 conduzem (estando T2 e T3 desligados). A tensão negativa é obtida complementarmente. O papel dos diodos é garantir um caminho para a corrente em caso de a carga apresentar característica indutiva. Durante a condução dos diodos (D1 e D4 ou D2 e D3) há retorno de corrente para a fonte. 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.

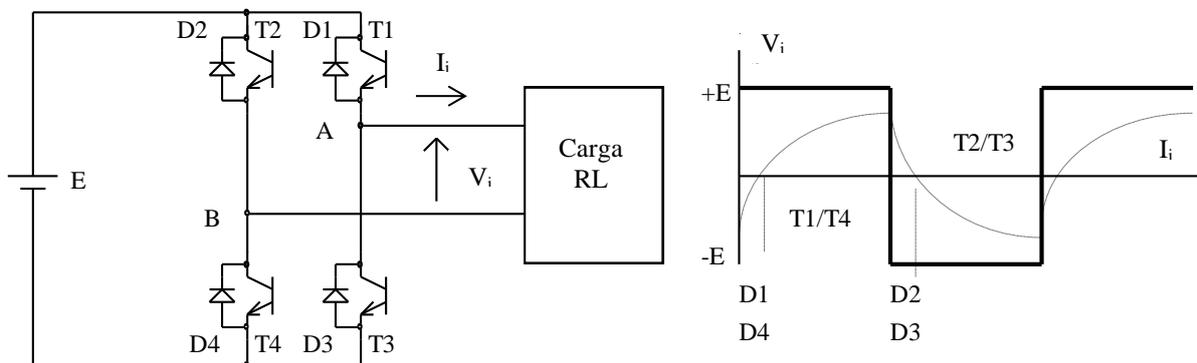


Figura 5.5. Inversor monofásico e forma de onda quadrada de saída (carga indutiva).

Quando o objetivo é injetar corrente em uma rede CA, com um acoplamento indutivo, obviamente a corrente não resultará senoidal. Das componentes harmônicas presentes na onda quadrada resultarão componentes espectrais na corrente, cujos valores relativos apresentarão decaimento com a ordem harmônica (devido ao aumento na reatância indutiva).

A figura 5.6 mostra o circuito nesta situação. A figura 5.7 indica as formas de onda da tensão do inversor, da tensão da rede e da corrente. Note que é possível ajustar a tensão do inversor de modo que resulte uma corrente (componente fundamental) em fase com a tensão da rede. A figura 5.8 mostra os espectros da tensão quadrada e da corrente, mostrando a redução do conteúdo espectral devido à filtragem exercida pela indutância de acoplamento.

Saída quadrada não é possível de ser obtida em um conversor trifásico. Em tal caso deve-se utilizar um comando, ainda em baixa frequência, mas que garanta que, a todo e qualquer momento, a soma das tensões das fases seja zero.

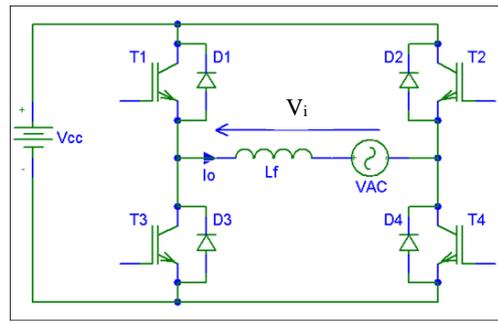


Figura 5.6 Circuito de inversor monofásico com saída quadrada, injetando corrente em rede CA.

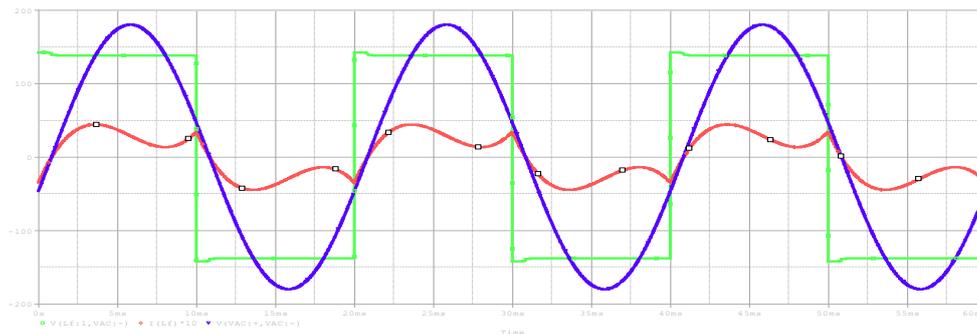


Figura 5.7 Formas de onda da tensão do inversor (verde), tensão da fonte (azul) e corrente (vermelho).

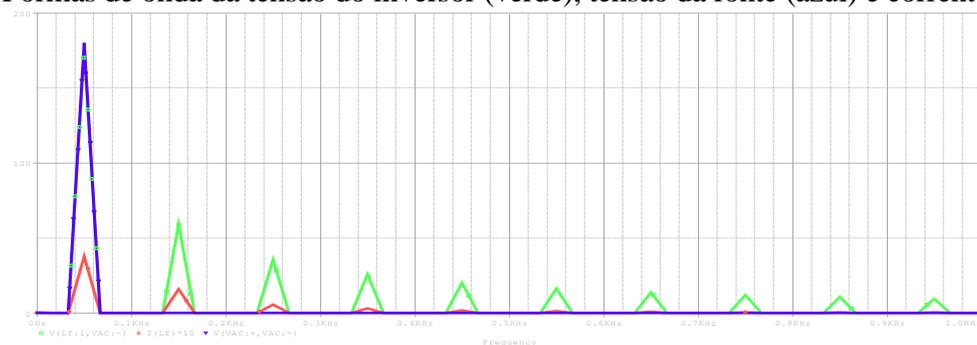


Figura 5.8 Espectros da tensão do inversor (verde), tensão da fonte (azul) e corrente (vermelho).

5.4 Inversor monofásico VSI com saída quase quadrada.

Uma alternativa que permite ajustar o valor eficaz da tensão de saída e eliminar algumas harmônicas é a chamada saída de onda quase quadrada, na qual se mantém um nível de tensão nulo sobre a carga durante parte do período, como mostrado na figura 5.9 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. Durante a condução dos diodos (D1 e D4 ou D2 e D3) há retorno de corrente para a fonte.

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.

Um comando tipo onda quadrada, com deslocamento de 1/3 de período, aplicado em cada fase de uma topologia trifásica resulta, nas tensões de linha, esse mesmo comportamento de três níveis, como mostra a figura 5.9.

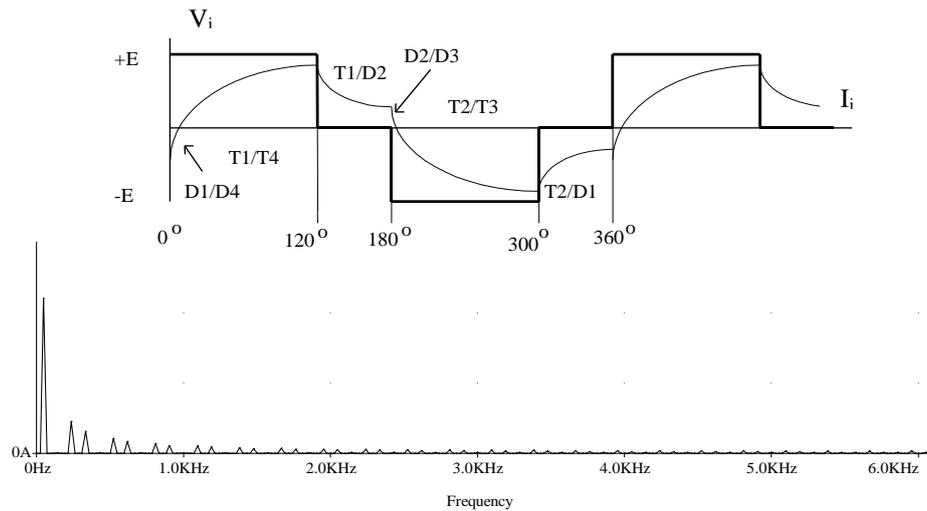


Figura 5.9 Forma de onda com carga RL e espectro da onda quase quadrada.

A figura 5.10 mostra as formas de onda da tensão do inversor, da tensão da rede e da corrente. A forma difere da anterior, pois, neste caso, existe uma fonte de tensão senoidal conectada na saída do inversor. É possível ajustar a fase da tensão do inversor de modo que resulte uma corrente (componente fundamental) em fase com a tensão da rede. A figura 5.11 mostra os espectros da tensão quadrada e da corrente, mostrando a redução do conteúdo espectral devido à filtragem exercida pela indutância de acoplamento.

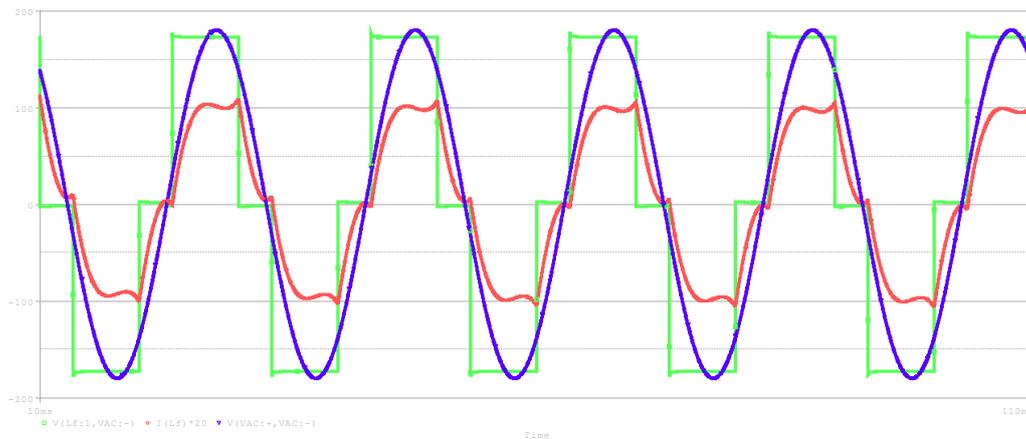


Figura 5.10 Formas de onda da tensão do inversor (verde), tensão da fonte (azul) e corrente (vermelho).

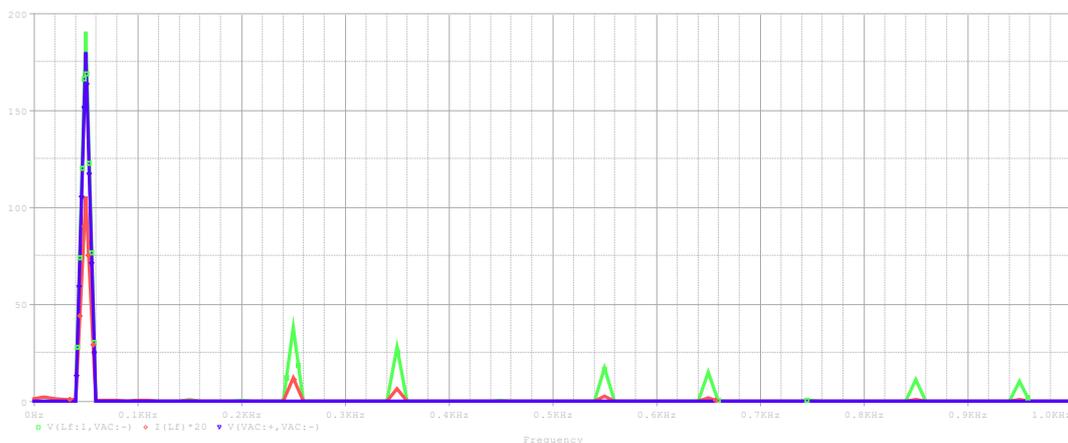


Figura 5.11 Espectros da tensão do inversor (verde), tensão da fonte (azul) e corrente (vermelho).

5.5 Modulação por Largura de Pulso - MLP

Outra maneira de obter um sinal alternado com componente em baixa frequência é através de uma modulação em alta frequência.

Obtém-se isso, por exemplo, ao comparar uma tensão de referência (que seja imagem da tensão de saída buscada), com um sinal triangular que determina a frequência de comutação dos interruptores. 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 (em inglês, PWM – *Pulse Width Modulation*).

A frequência da onda triangular (chamada portadora) deve ser, em princípio, no mínimo 20 vezes superior à máxima frequência da onda de referência, para que se obtenha uma reprodução aceitável da forma de onda sobre a carga, depois de efetuada a filtragem que minimiza as componentes de alta frequência.

A tensão na saída do inversor é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e duração variável.

A figura 5.12 mostra a modulação de uma onda senoidal, produzindo na saída uma tensão com dois níveis, na frequência da onda triangular. A largura de pulso, δ , é definida pela relação entre o valor instantâneo da referência e a amplitude da portadora.

É possível obter uma modulação a três níveis (positivo, zero e negativo). Uma maneira de obter tal comportamento é com o uso de dois sinais PWM, um obtido com a própria referência e outro o inverso da referência. Cada um dos sinais PWM é usado para comandar um par de transistores (T1/T4 e T2/T3, na figura 5.6). A tensão resultante sobre a carga se apresenta com os três níveis esperados. Todos os transistores comutam na frequência da portadora, mas a saída apresenta o dobro da frequência.

No exemplo dessa figura, para uma portadora bipolar, variando entre $-V_s$ e $+V_s$, ou seja, com uma variação pico-a-pico $V_{spp}=2V_s$, e uma referência senoidal $v(t)=V_p \cdot \text{sen}(\omega t)$, sendo $V_p < V_s$, a largura de pulso para a saída de 2 níveis segue a equação:

$$\delta(t) = \frac{1}{2} + \frac{v(t)}{V_{spp}} \tag{5.2}$$

Com modulação de três níveis, a largura de pulso na saída do conversor resulta:

$$|\delta(t)| = \frac{|v(t)|}{V_s} \tag{5.3}$$

Ou seja, se $V_s=1\text{ V}$ e $V_p=0,8\text{ V}$, na modulação de dois níveis a largura no pico da referência resulta $\delta_{\text{max}}=90\%$, enquanto na modulação de três níveis tem-se $\delta_{\text{max}}=80\%$.

A tensão produzida pelo inversor, considerando apenas a componente fundamental (que reproduz a referência) pode ser expressa em função do chamado índice de modulação e $0 \leq M \leq 1$:

$$v_i(t) = M \cdot V_{CC} \cdot \text{sen}(\omega t) \tag{5.4}$$

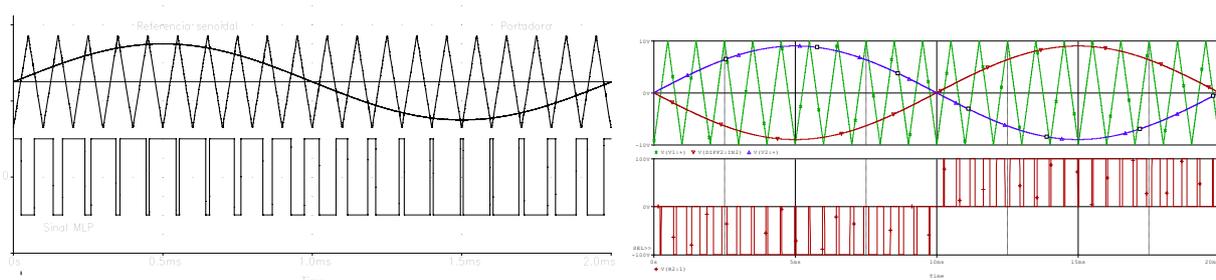


Figura 5.12 Sinal MLP de dois níveis (esq.) e de três níveis (dir.).

Caso a modulante se torne maior do que a portadora perde-se a linearidade da modulação e entra-se na região de sobremodulação, na qual deixa de existir a comutação. A tensão instantânea de saída do inversor nunca supera V_{cc} .

No caso de um inversor trifásico, aplicando um comando de dois níveis em cada ramo, a tensão de linha será de três níveis, como mostra a figura 5.13.

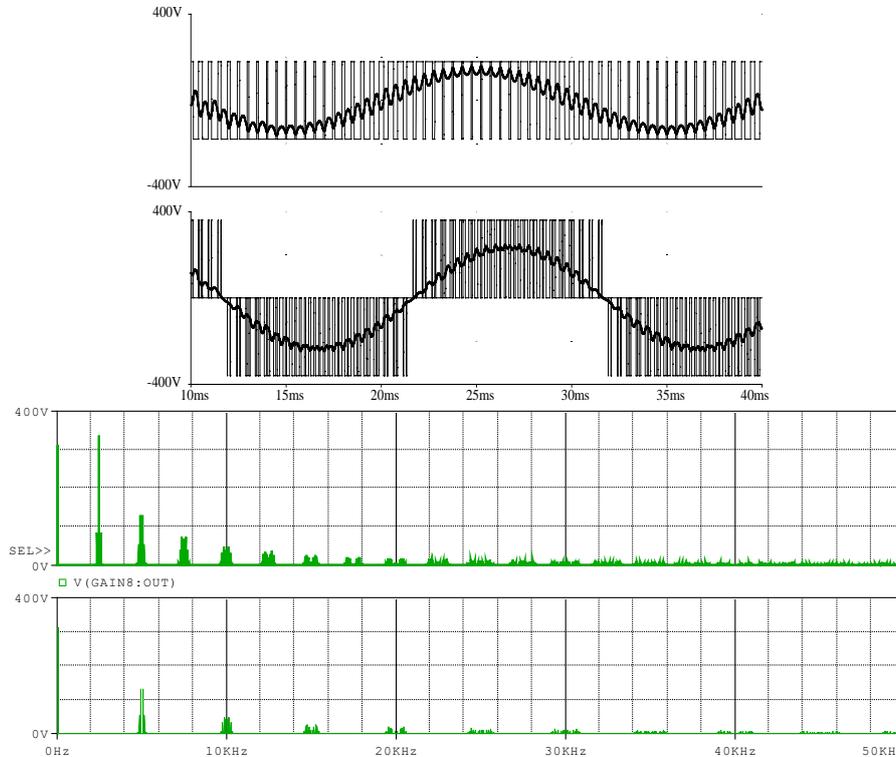


Figura 5.13 Formas de onda da tensão de fase e de linha em inversor trifásico. Indicam-se ainda os respectivos sinais MLP filtrados. Espectro dos sinais MLP de 2 e 3 níveis.

Quando se trata de um inversor trifásico, dois arranjos podem ser feitos: utilizando três inversores monofásicos (o que exige 12 transistores, e é chamado de ponte completa) ou um arranjo chamado de semiponte, com seis transistores, como o mostrado na figura 5.14, que é a estrutura normalmente utilizada. A figura 5.15 mostra um resultado experimental no qual se tem o sinal modulado em alta frequência, produzido pelo inversor e a saída obtida após uma filtragem que minimiza as componentes de alta frequência e permite a passagem apenas da componente de baixa frequência, no caso uma senóide.

A obtenção da componente espectral associada à 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 de 50/60 Hz e até uma década abaixo da frequência de comutação é capaz de produzir uma atenuação bastante efetiva em componentes na faixa de kHz.

Na estrutura em semiponte, caso seja necessário um neutro, deve-se fazer uso de transformadores. Em presença de carga desequilibrada, como as tensões de linha são obtidas de uma diferença de tensões de fase, não é imediato fazer a compensação da tensão.

Outras estratégias de modulação são possíveis, como a por vetores espaciais¹ (*space vector modulation – SVM*), mas seu estudo foge do escopo deste curso.

¹ Apostila da disciplina Eletrônica de Potência, em <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/elpot.html>

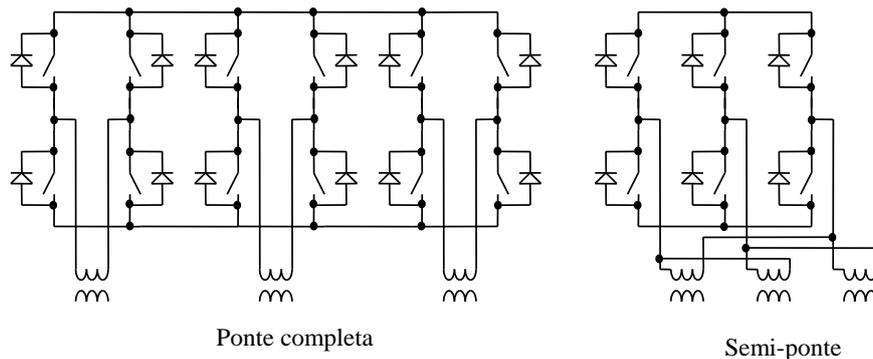


Figura 5.14 Topologias de inversor em ponte completa e em semiponte.

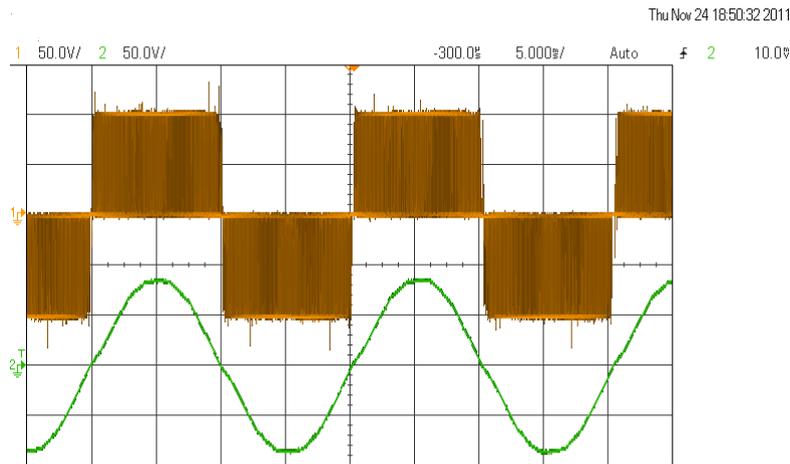


Figura 5.15 Forma de onda experimental de inversor MLP e respectiva tensão filtrada

5.6 Modulação por limites de corrente - MLC (Histerese)

Este tipo de comando/controlé já foi visto no capítulo anterior, aplicado a conversores CC-CC. Sua extensão aos inversores requer apenas que se disponha da referência alternada para a corrente, contando com um circuito lógico para a distribuição dos comandos aos transistores.

Neste caso, são estabelecidos os limites máximos e/ou mínimos 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 como o ciclo de trabalho são variáveis e dependem dos parâmetros do circuito e dos limites impostos. 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 conversores com controle de corrente e que tenham um elemento indutivo na saída.

Na figura 5.16 vê-se a forma de onda da tensão de saída do inversor, a tensão de entrada do comparador com histerese (que estabelece os limites de variação da corrente) e a própria corrente sobre a carga. Na figura 5.17 têm-se os espectros do sinal MLC e o da corrente. Note-se o espalhamento devido ao fato de a frequência não ser constante e a inerente filtragem proporcionada pelo tipo de controle.

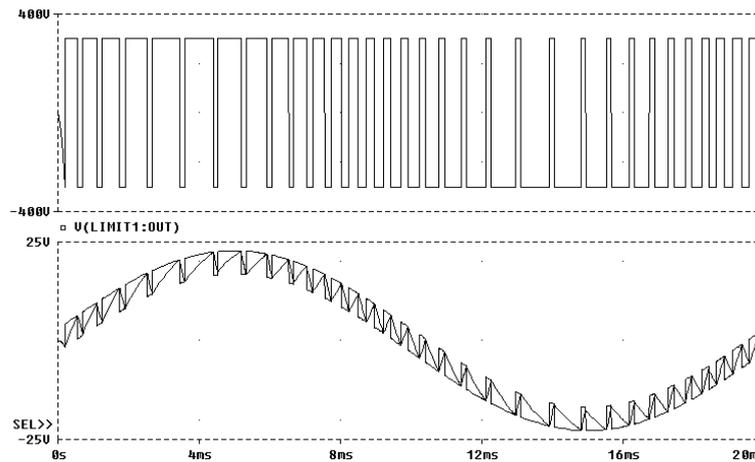


Figura 5.16 Sinal MLC (superior), entrada do comparador com histerese e corrente resultante (inferior).

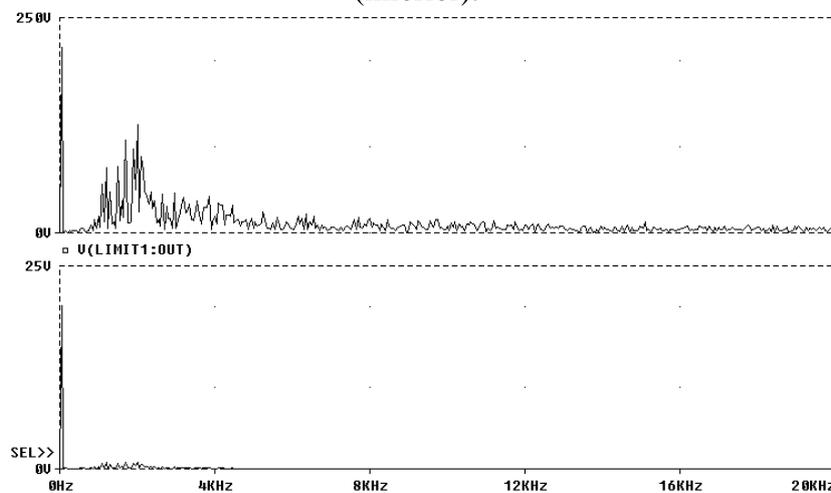


Figura 5.17 Espectro de sinal MLC (superior) e da corrente de saída (inferior).

A figura 5.18 mostra o comportamento de um sistema com MLC seguindo uma referência triangular. Note que, no início, o estado do conversor permanece inalterado até que seja atingida a referência dada (no caso, o valor máximo negativo). A partir deste ponto, a referência é seguida sem erro de valor médio. A ondulação será tanto menor quanto a resolução do comparador com histerese o permita. Qualquer referência utilizada será seguida da mesma forma, ou seja, é possível sintetizar qualquer forma de corrente, respeitando-se as limitações de frequência de comutação do conversor e a precisão dos sensores de corrente.

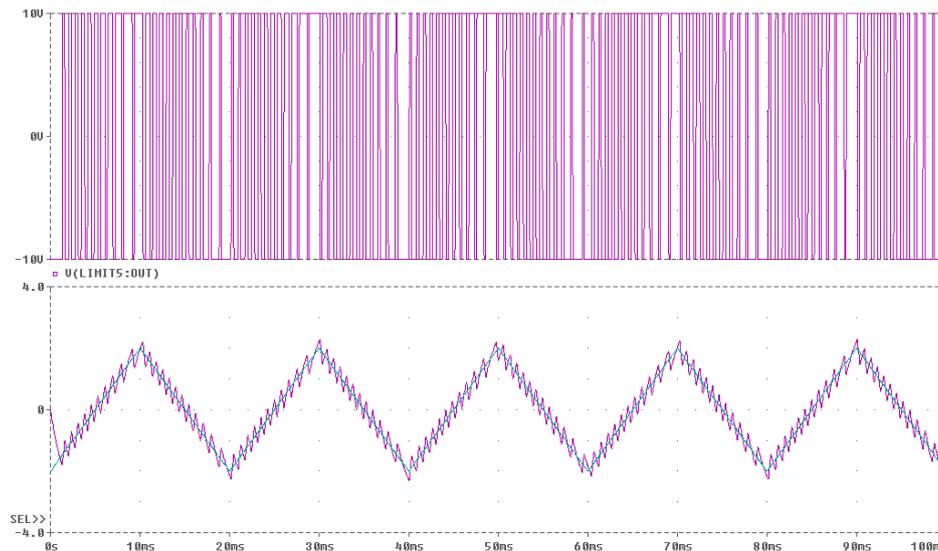


Figura 5.18 Sinais de MLC com referência triangular.

5.7 Estruturas de controle

A figura 5.19 permite comparar a resposta da MLC com a MLP a partir de uma fonte de tensão, em malha aberta, buscando obter uma dada forma de onda de corrente em uma carga RL. Note que usando MLP, em malha aberta, a corrente não segue a referência, pois o inversor é do tipo fonte de tensão, enquanto a variável observada é a corrente sobre a carga. Para que o erro seja corrigido é necessário operar em malha fechada, ou seja, realimentando a corrente e definindo a referência para o sinal MLP a partir do erro da corrente. Com MLC o erro da corrente média é nulo.

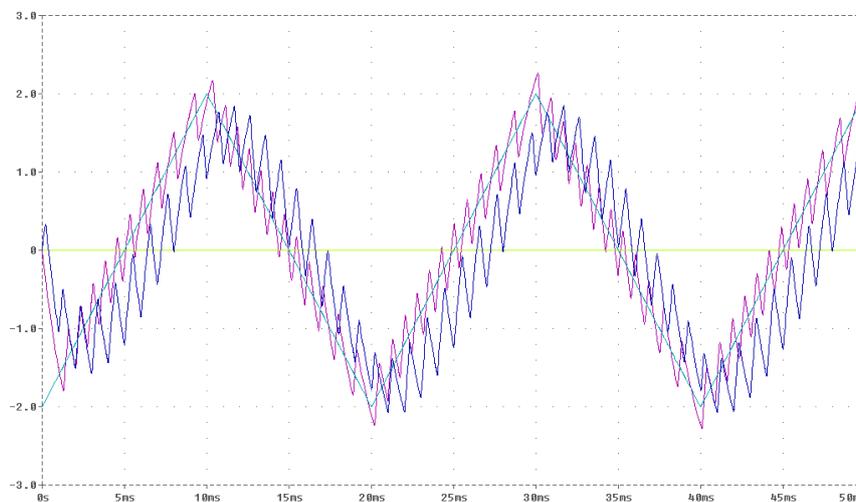


Figura 5.19 Comparação de resposta de MLC e de MLP (inversor fonte de tensão em malha aberta) com referência triangular.

A figura 5.20 ilustra uma situação de operação em malha aberta. Nesse caso, um conversor VSI é capaz de sintetizar em sua saída uma tensão que segue a referência dada, de forma linear (dinamicamente o estágio de potência é modelado como um ganho). O filtro de saída atua sobre esse sinal modulado e seu papel é minimizar as componentes de alta frequência. Estando o filtro bem sintonizado, a tensão CA reproduz adequadamente a referência.

Quando é necessário controlar a corrente de saída de um conversor VSI tem-se que operar em malha fechada, como mostra a figura 5.21. Mede-se a corrente de saída, a qual é comparada com a referência. O erro é processado por um compensador, cuja saída é a entrada para o bloco MLP.

Principalmente em casos de cargas não lineares, pode ser necessário operar em malha fechada mesmo para a síntese de tensão, de modo a garantir a forma adequada da tensão de saída. Nesse caso, ter-se-ia um sensor de tensão, cuja saída seria comparada com a referência.

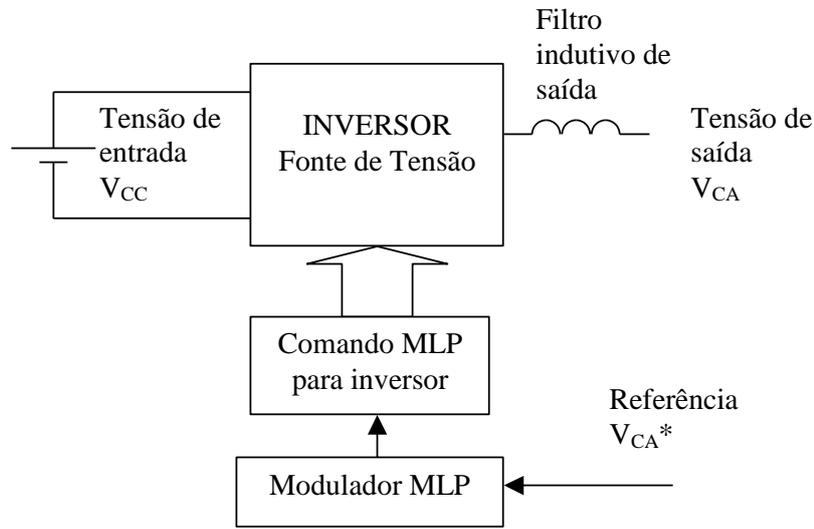


Figura 5.20 Operação de conversor VSI em malha aberta: síntese adequada da tensão de saída

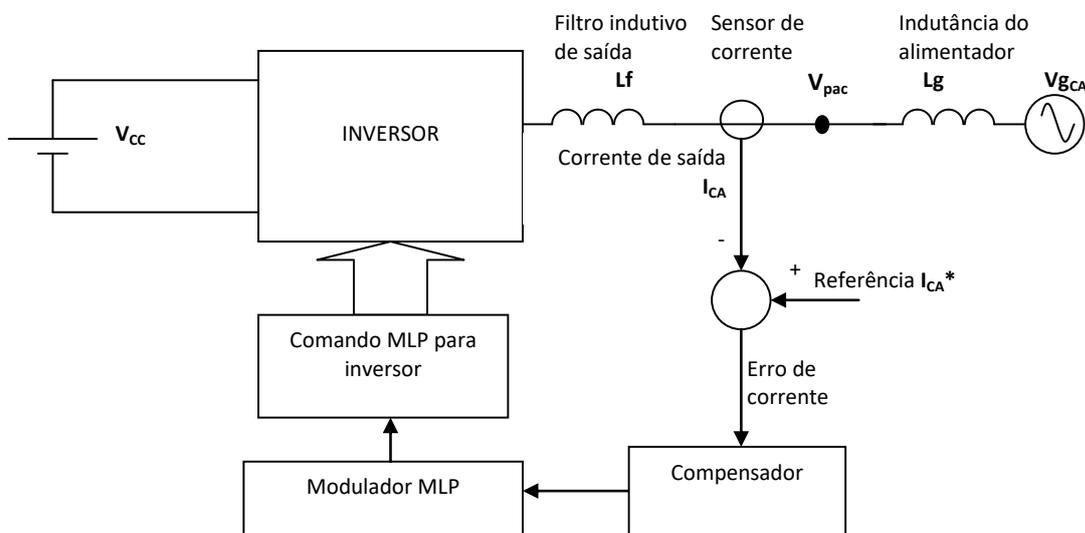


Figura 5.21 Operação de conversor VSI em malha fechada para síntese de corrente de saída

Quando se tem um conversor CSI, é possível obter a desejada corrente CA na saída mesmo operando em malha aberta. A corrente reproduzirá (em seu conteúdo espectral de baixa frequência) o sinal de referência, após a devida filtragem, como ilustra a figura 5.22.

Para a síntese de uma tensão CA a partir de uma corrente CC, é preciso operar em malha fechada, conforme mostra a figura 5.23.

O uso de conversores CSI é menos frequente do que o de VSI por conta das maiores perdas associadas à constante circulação de corrente que tem que ocorrer nos CSI, mesmo que a variável de saída (corrente ou tensão) seja nula. Nos VSI, para uma saída nula, basta manter os interruptores no estado aberto.

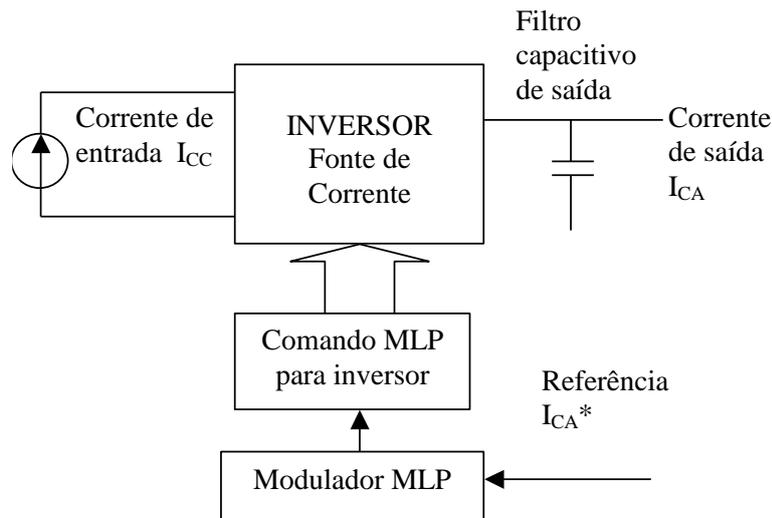


Figura 5.22 Operação de conversor CSI em malha aberta: síntese adequada da corrente de saída.

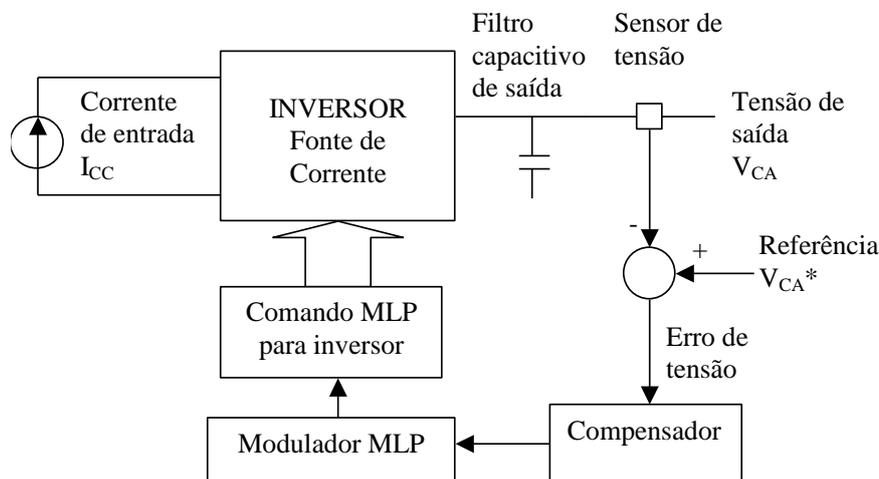


Figura 5.23 Operação de conversor CSI em malha fechada para síntese de tensão de saída

5.7.1 Sincronismo com a rede – PLL

A figura 5.24 mostra a estrutura completa de controle de um inversor trifásico, conectado à rede. No caso, faz-se uma transformação do sistema trifásico para o sistema bifásico girante, dq, sendo feito o controle da potência ativa e reativa injetadas na rede. Não é objetivo deste curso discutir esses aspectos de modelagem específicos.²

O bloco PLL (*Phase Locked Loop*) é o responsável pelo sincronismo entre as tensões da rede, medidas no barramento V_t , e aquelas produzidas pelo inversor. A saída do bloco PLL permite alterar a frequência das tensões no barramento V_i , minimizando os desvios.

² Rodolfo Manuel Moreno Martinez: “Estudo de Técnicas de Controle de Fluxo de Potência e de Gerenciamento de Ilhamento em Sistemas de Geração Distribuída com Interfaces Eletrônicas de Potência para Conexão com a Rede Elétrica”, Tese de Doutorado, FEEC-UNICAMP, 22 de fevereiro de 2010.

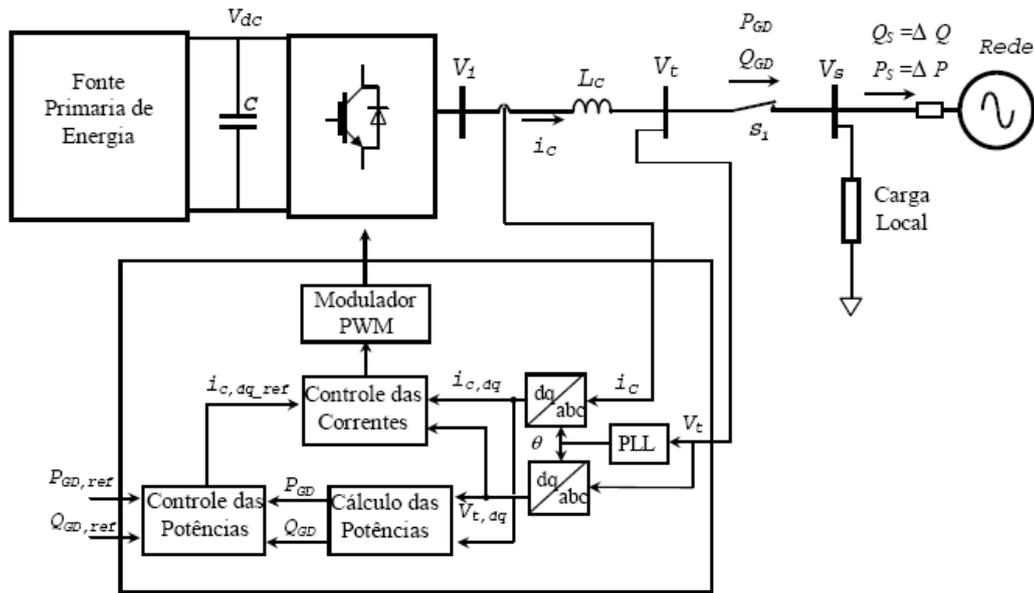


Figura 5.24 Possível estrutura de controle e comando de conversor VSI incluindo sistema de sincronismo com a rede.

A ideia básica é detectar uma diferença instantânea entre o sinal de referência interno e o sinal externo, que deve ser seguido, como mostra a figura 5.25. O filtro produz uma tensão proporcional ao erro de fase/frequência entre os sinais e atua no VCO (*Voltage Controlled Oscillator*), que é um oscilador controlado por tensão que altera a frequência interna de modo a iguala-la à do sinal externo. Há inúmeras estruturas de PLLs, mono e trifásicas, mas que não serão discutidas nesse curso.^{3 4}

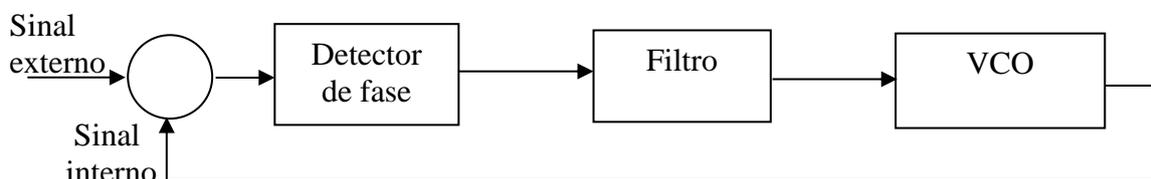


Figura 5.25 Estrutura básica de um PLL.

5.8 Aplicações de inversores na rede elétrica: Compensação de reativos e Filtragem ativa

A função dos inversores é fazer com que se produza uma corrente ou tensão alternada que siga uma dada referência, a qual está relacionada com as componentes da corrente (ou tensão) de referência. Para a injeção de potência na rede, normalmente o que se quer é uma corrente senoidal. Na operação isolada, o objetivo é produzir uma tensão senoidal. No entanto, há outras aplicações que fazem uso das mesmas topologias, mas que têm outros objetivos.

5.8.1 Compensação de reativos

A topologia do inversor é usada para realizar o chamado STATCOM, cujo circuito é mostrado na figura 5.26. Nesse caso, os interruptores controlados do conversor são GTOs (*Gate Turn-off Thyristor*).

³ Rubens M. Santos Filho, Paulo F. Seixas, Porfírio C. Cortizo, Leonardo A. B. Torres, and André F. Souza, Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Application, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 8, AUGUST 2008

⁴ S. A. Oliveira da Silva, R. Novochadlo, R. A. Modesto, Single-Phase PLL Structure Using Modified p-q Theory for Utility Connected System. IEEE PESC 2008.

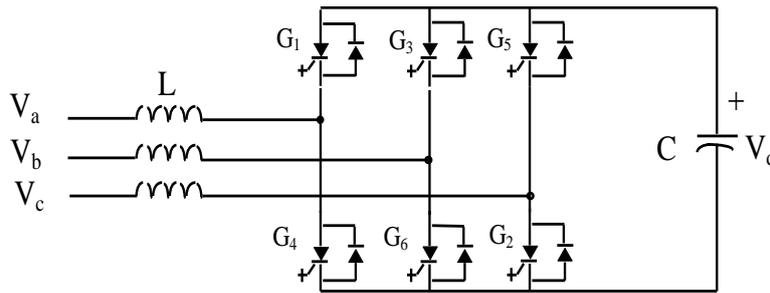


Figura 5.26 Compensador STATCOM com GTOs

No caso de compensação reativa pura, as correntes ou tensões sintetizadas devem estar defasadas de 90 graus das respectivas tensões ou correntes no PAC, como mostrado na figura 5.27, na qual o conversor está sintetizando um comportamento indutivo. Na corrente nota-se a presença de componentes de alta frequência devidas ao chaveamento. Se o conversor não tiver que fornecer potência ativa no PAC, é possível operá-lo apenas com um elemento de acúmulo de energia no barramento CC.

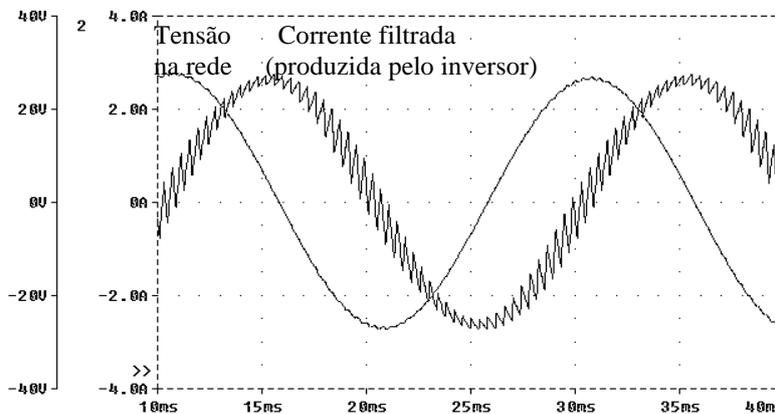


Figura 5.27 Formas de onda de STATCOM.

Embora o conversor esteja apresentando um comportamento indutivo, do ponto de vista da relação entre a tensão e a corrente no PAC, isso não tem relação alguma com os indutores do circuito, que estão presentes apenas com a função de filtrar a corrente. Tal funcionamento se deve, exclusivamente, à estratégia de controle, a qual define uma referência de corrente que está atrasada de 90° da tensão. As limitações que se aplicam são a máxima corrente que se pode passar pelos interruptores e a tensão no barramento CC. Tal tensão tem que ser maior do que o valor de pico da tensão no PAC, de modo a que se tenha controle pleno sobre a corrente a ser produzida na saída. Mesmo o capacitor do lado CC não tem relação direta com a capacidade de compensação, pois apenas faz uma regulação da tensão e não tem função de armazenador de energia.

5.8.2 Filtro ativo de potência

A realização de um filtro ativo de potência (FAP) utiliza a capacidade de um conversor CC-CA produzir uma tensão ou corrente alternada com qualquer forma de onda. Obviamente tal capacidade de síntese é limitada em termos de frequência a um valor de aproximadamente 1/10 da frequência de comutação, admitindo-se ainda a existência de um filtro de saída que minimize a penetração de componentes de alta frequência na rede elétrica.

A figura 5.28 ilustra um conversor multinível (apresentado na sequência deste capítulo) operando como FAP monofásico para compensar a distorção da corrente da carga, de modo que a fonte veja uma carga resistiva equivalente em termos da potência ativa consumida.

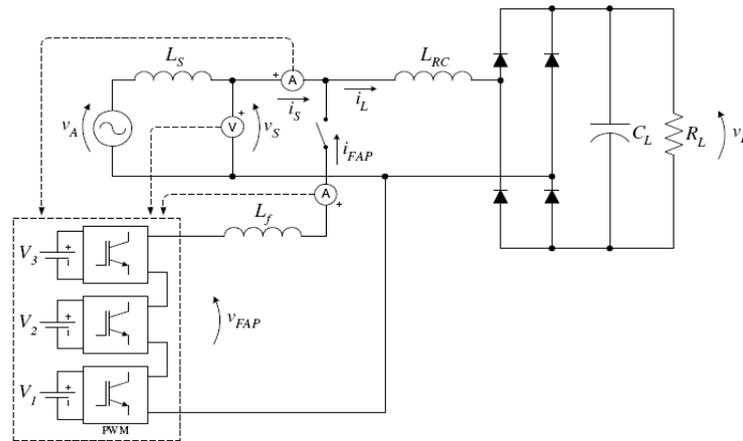


Figura 5.28 FAP monofásico com inversor multinível.

As figuras 5.29 e 5.30 mostram formas de onda experimentais desta aplicação. Observe que a tensão de saída do inversor multinível é já próxima de uma senóide, diferindo, essencialmente, nos momentos em que há alteração da corrente da carga, quando se faz necessária injeção de corrente com maior taxa de variação.

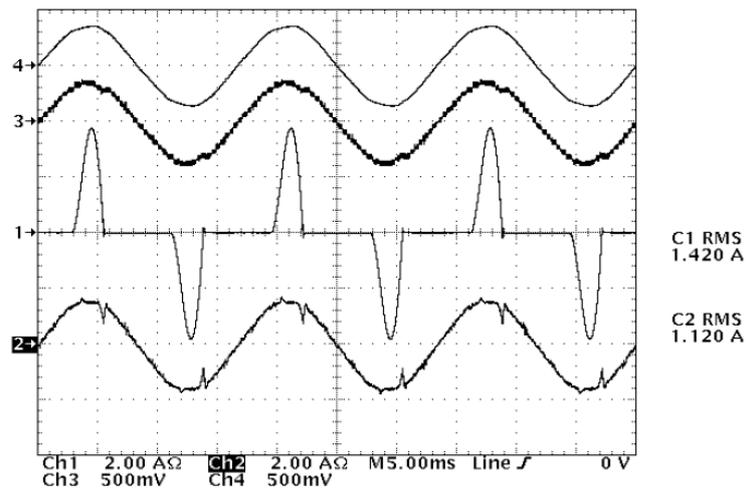


Figura 5.29 Formas de onda do FAP multinível: Tensão da rede, tensão de saída do inversor multinível, corrente da carga e corrente da rede, após compensação.

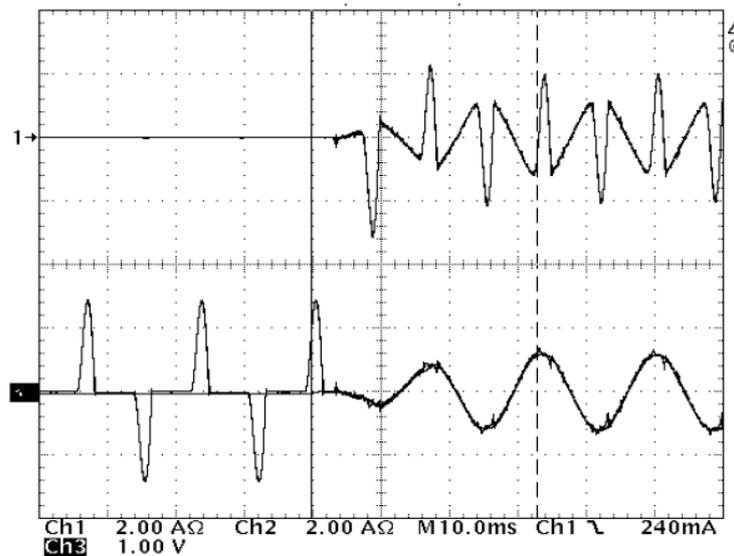


Figura 5.30 Formas de onda do FAP multinível no transitório. Acima, corrente produzida pelo inversor. Abaixo, corrente pela fonte.

5.9 Inversores x Retificadores

Topologicamente, um inversor PWM e um retificador PWM são idênticos. O que diferencia a operação é a direção do fluxo de potência. Quando se dá no sentido CC → CA tem-se um inversor. Quando é no sentido oposto, CA → CC, o funcionamento do conversor é como um retificador.

A figura 5.31 mostra a estrutura de controle de um conversor que tem como referência a potência ativa a ser absorvida (retificador) ou injetada na rede (inversor). A medida da potência pode ser feita pelo cálculo do valor médio da potência instantânea no lado CA.

Neste exemplo, como se deseja apenas atuar sobre a potência ativa, a corrente resulta em fase ou a 180° da tensão, como se nota na figura 5.32. Relembrando o diagrama fasorial inicial deste capítulo, a passagem de um modo a outro resulta, simplesmente, em uma inversão no ângulo entre a tensão da rede e a do inversor.

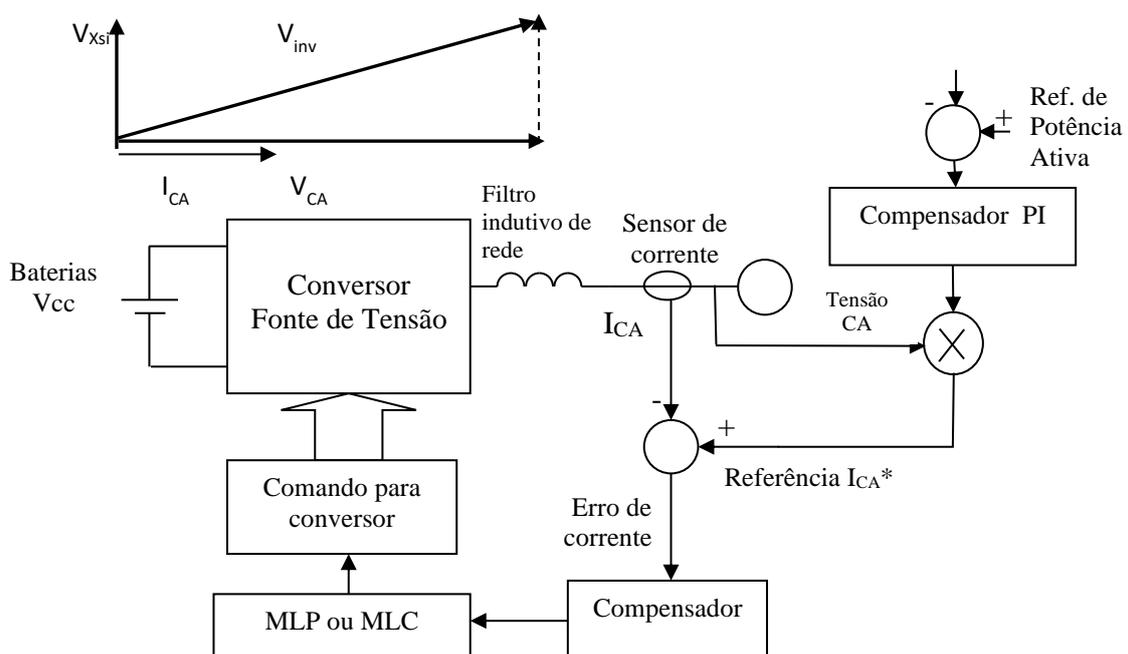


Figura 5.31 Estrutura de controle e comando de inversor/retificador com conversor tipo fonte de tensão e representação fasorial.

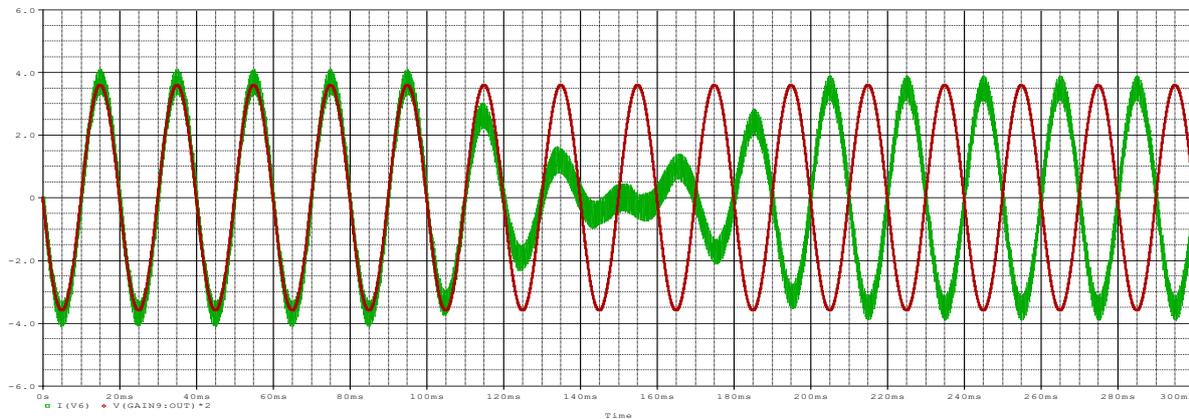


Figura 5.32 Inversão de fluxo de potência alterando a referência de potência ativa. Tensão da rede (vermelha) e corrente (verde).

5.9.1 O Transformador de Estado Sólido

Uma aplicação que faz uso do conversor em ponte, simultaneamente como retificador e como inversor é o denominado Transformador Eletrônico⁵, também identificado como Transformador de Estado Sólido⁶ (SST – *Solid State Transformer*). Trata-se da versão eletrônica que visa substituir os transformadores convencionais, com operação em 50/60 Hz, presentes nas redes de distribuição de energia.

Existem inúmeras configurações, mas é possível estabelecer alguns conceitos gerais:

- O equipamento deve apresentar vantagens operacionais em relação à solução convencional, especialmente em termos de redução de volume e massa, agregando funcionalidades decorrentes da solução eletrônica de potência;
- Utilização de soluções topológicas modulares, permitindo escalabilidade em termos de suportabilidade de tensão (lado de alta tensão) e capacidade de corrente (lado de baixa tensão);
- Conexão de conversores em série no lado de alta tensão e em paralelo no lado de baixa tensão;
- Isolação galvânica em alta frequência, com implicação direta na redução de massa e volume.

Uma possibilidade topológica, com entrada e saída monofásica está mostrada na figura 5.33, na qual se indica também a possibilidade de acesso ao barramento CC.

⁵ RONAN, E. R. *et al.* A power electronic-based distribution transformer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 537–543, 2002.

⁶ T. Zhao; G. Wang; S. Bhattacharya; A. Q. Huang, Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, Vol. 28, Issue: 4, Pages: 1523 - 153

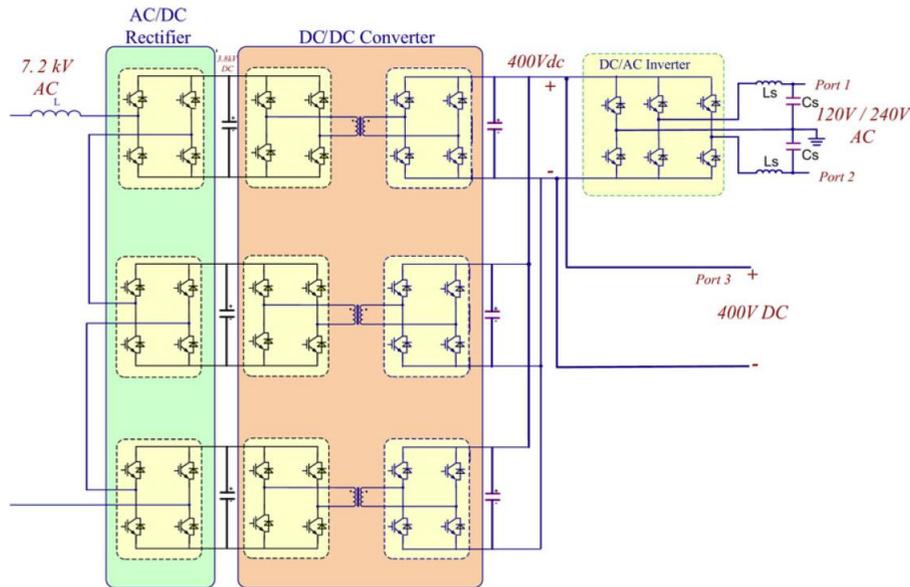


Figura 5.33 Estrutura de SST com conversores em ponte e transformador de alta frequência (figura obtida em ⁹).

As operações do retificador de entrada, assim como do inversor de saída já foram apresentadas neste capítulo. Resta explicitar alguns detalhes do conversor CC-CC intermediário. No capítulo anterior foi visto o conversor em ponte, que realiza o estágio de entrada. A saída apresenta a mesma topologia, configurando um retificador controlado PWM. Esse arranjo é denominado de estrutura DAB⁷ (*Dual Active Bridge*).

As tensões nos enrolamentos de primário e secundário são quadradas. O controle do fluxo de potência (bidirecional) se dá pelo ajuste das tensões nos respectivos barramentos CC (V_i ajustada pela operação do estágio retificador e V_o ajustada pelo inversor) e pela defasagem entre os comandos. Ou seja, é uma maneira análoga ao que se aplica para o controle de potência ativa entre fontes senoidais. Considere o circuito mostrado na figura 5.34 para o conversor DAB.

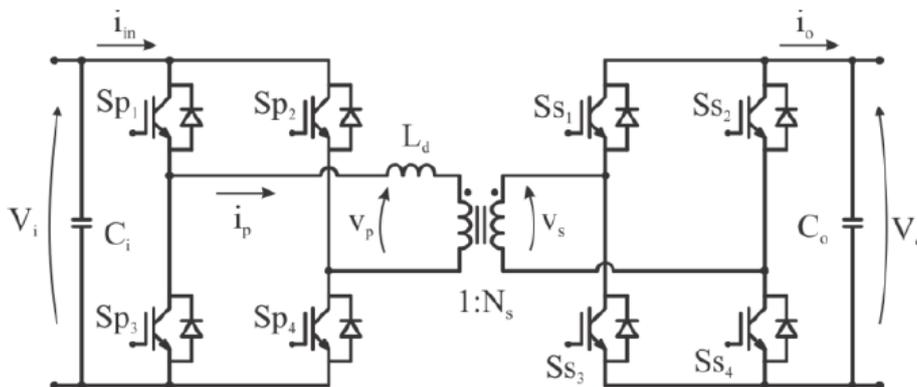


Figura 5.34 Estrutura básica do conversor DAB (Figura obtida em Kirsten⁸).

A potência ativa transferida é dada por:

⁷ M. N. Kheraluwala, *et al.* Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, 1992.

⁸ Kirsten, André Luís, *Metodologia de projeto do conversor DAB aplicado a transformadores de estado sólido*, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2014.

$$P_o = \frac{V_i^2 d \phi}{\omega_s L_d \phi_N} \left[\frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right] \tag{5.5}$$

ϕ_N é o ângulo de defasagem para a potência nominal e, d é a relação de transformação do conversor DAB. O uso do módulo do ângulo de defasagem (no termo entre colchetes) faz com que a equação de potência seja válida tanto para a operação direta quanto para a operação reversa.

$$d = \frac{V_o}{V_i N_s} \tag{5.6}$$

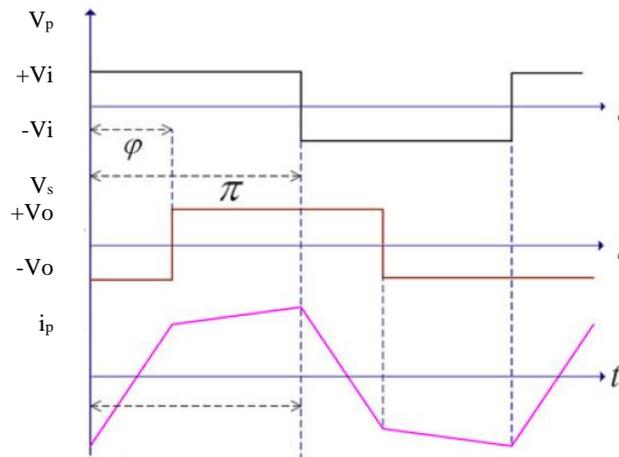


Figura 5.35 Formas de onda básicas do conversor DAB (figura obtida em ⁹).

5.10 Inversores/Conversores multinível

João I. Y. Ota

Os conversores multinível apresentam vantagens sobre conversores vistos até aqui especialmente para aplicações de média e alta potência. Entre elas, podem ser listadas (i) a possibilidade de conexão direta com a rede em média tensão sem que seja necessário o uso de transformadores; (ii) redução considerável dos níveis de Interferência Eletromagnética (EMI) devido à menor taxa de variação da tensão de saída; (iii) possibilidade de obtenção de maior potência sem a necessidade de associações em série e/ou paralelo de interruptores, (iv) entre outros.

Por outro lado, há desvantagens a serem consideradas para a escolha de uma topologia multinível como conversor CC/CA. As estratégias de modulação são mais complexas do que para conversores convencionais, e microcontroladores (μC) e Processadores Digitais de Sinal (DSP) podem não possuir *hardware* adequado para realização das estratégias de modulação, dificultando suas implementações. Esta desvantagem pode ser superada por meio de algoritmos adequados e/ou com a inclusão de circuitos analógicos e digitais externos, os quais devem ser desenvolvidos especialmente para propósitos de modulação. Existem também certos desafios que dependem da aplicação, tais como a regulação das tensões nos diversos capacitores nos conversores multiníveis em cascada, assim com o balanceamento da tensão de neutro no conversor grampeado a diodos.

5.10.1 Conversor Multinível de Neutro Grampeado (*Neutral-Point Clamped - NPC*)

Um circuito para o conversor trifásico de neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped - NPC*)⁹, também conhecido por grampeamento a diodos (*diode clamped converter*) é apresentado na

⁹ A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sept. 1981.

figura 5.39. Também estão representadas suas formas de onda para uma modulação do tipo MLP. Outros métodos de modulação também são possíveis, como a SVM – *Space Vector Modulation*, modulação em escada, entre outras, mas não serão abordadas por estarem fora do escopo do curso.

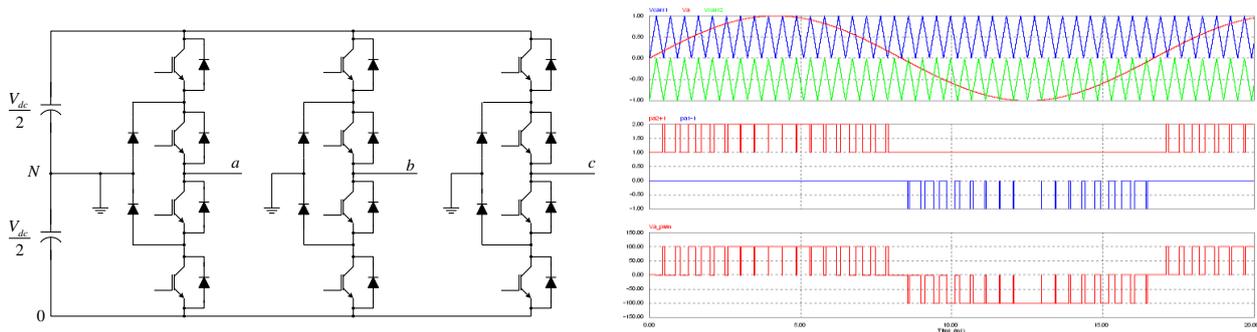


Figura 5.36 Inversor trifásico de cinco níveis com grampeamento por diodos e sinais de controle e de saída.¹⁰

A estrutura da Fig. 5.36 é geralmente chamada de “3-níveis”. A tensão de saída entre uma fase e o neutro do inversor é uma forma de onda MLP com três níveis ($+V_{dc}/2$, 0 e $-V_{dc}/2$), embora a tensão de saída entre duas fases apresente cinco níveis (V_{dc} , $+V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$ e $-V_{dc}$). O conteúdo espectral (principalmente para as harmônicas) é bem reduzido.

Além das vantagens listadas anteriormente, uma das principais características do NPC é possibilitar, para uma mesma tecnologia de chave semicondutora, um inversor com o dobro de potência em comparação com uma estrutura tradicional de inversor trifásico, devido ao fato de que a tensão sobre cada chave se torna a metade da tensão total sobre o barramento CC. Essa foi uma das razões que popularizaram o uso do conversor de neutro grampeado principalmente em aplicações de motores, sendo, por exemplo, o inversor que realiza o controle de motores elétricos em trens de alta velocidade¹¹.

Uma desvantagem do NPC é a distribuição não uniforme de suas perdas. Isso ocorre uma vez que o caminho por qual a corrente que flui entre o terminal positivo (ou negativo) e a saída CA é diferente do caminho entre o ponto de neutro e a saída CA¹², e dependendo das tensões e correntes na saída CA, a quantidade de componentes que são necessários no chaveamento é alterada. As perdas, assim, se distribuem de maneira não uniforme pelos componentes semicondutores, o que pode trazer problemas quanto à operação de longo prazo e à confiabilidade devido ao aquecimento de certos componentes.

Uma alternativa para equilibrar tais perdas é o Conversor Multinível de Neutro Grampeado Ativo (*Active NPC*) (nota de rodapé 12). Essa estrutura consiste em substituir cada diodo grampeador por uma chave controlada. Assim, pode-se ‘equilibrar’ as perdas entre os componentes do conversor. Porém, aumenta-se a complexidade do controle, e no caso de uma estratégia retroalimentada, seria necessário monitoramento das temperaturas de junção dos componentes.

5.10.1.1 Balanceamento da tensão no neutro

Análises dos modos de condução do Conversor NPC mostram que a corrente incidente no ponto de neutro varia de acordo com o chaveamento devido ao ângulo de fase da corrente CA (fator de potência) e outros fatores. Assim, as tensões nos capacitores CC tendem a oscilar, o que pode

¹⁰ Leonardo de Araújo Silva: “Síntese de Indutância Negativa para Aplicação Série em Redes de Energia Elétrica”, 29 de março de 2007.

¹¹ R. Sommer, A. Mertens, M. Griggs, H. - Conraths, M. Bruckmann and T. Greif, "New medium voltage drive systems using three-level neutral point clamped inverter with high voltage IGBT," Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370), Phoenix, AZ, USA, 1999, pp. 1513-1519 vol.3.

¹² T. Bruckner, S. Bernet and H. Guldner, "The active NPC converter and its loss-balancing control," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 855-868, June 2005.

impactar em seu dimensionamento ou na confiabilidade do sistema, uma vez que uma tensão excessivamente grande pode ser aplicada em alguma de suas chaves. Métodos de compensação devem ser aplicados, assim como o dimensionamento dos capacitores e da tensão do barramento CC devem ser cuidadosamente estudados.

As análises da literatura não serão discutidas profundamente, mas alguns pontos serão apresentados, principalmente em relação ao caso do Conversor NPC trifásico de três níveis para uma aplicação de compensação de reativos com modulação MLP¹³. Figura 5.37 mostra alguns resultados de simulação da corrente de neutro e compensação do mesmo para uma aplicação do Conversor NPC de três níveis com ângulo de fase de corrente em 90°.

Sabe-se que parte da variação da tensão do neutro ocorre em baixa frequência (i.e. muito abaixo da frequência de chaveamento), e está diretamente ligada ao ângulo de fase. Nota-se que, nesse caso, a corrente de neutro tem valor médio nulo, dependente do nível de modulação e oscila em uma frequência três vezes maior que a frequência da saída CA. Assim, propõe-se um método de compensação através da síntese de uma corrente de neutro, considerando que se trata de uma aplicação a três fios. Nota-se, porém, que a compensação deixa de ser efetiva para altos níveis de modulação, embora seja efetiva até que o índice de modulação esteja abaixo de 60%. Nesse caso, se tais oscilações não forem aceitáveis para a aplicação, capacitores maiores e uma maior tensão de barramento CC devem ser considerados no projeto do Conversor NPC de três níveis.

Esses resultados são corroborados também em ^{14,15}. Embora pequenas diferenças na metodologia para o cálculo e obtenção das oscilações de baixa frequência dependam da estratégia de modulação escolhida (p.ex., *Space Vector Modulation*), entende-se assim que os capacitores e a tensão do barramento CC devem ser cuidadosamente estudados de acordo com a aplicação final.

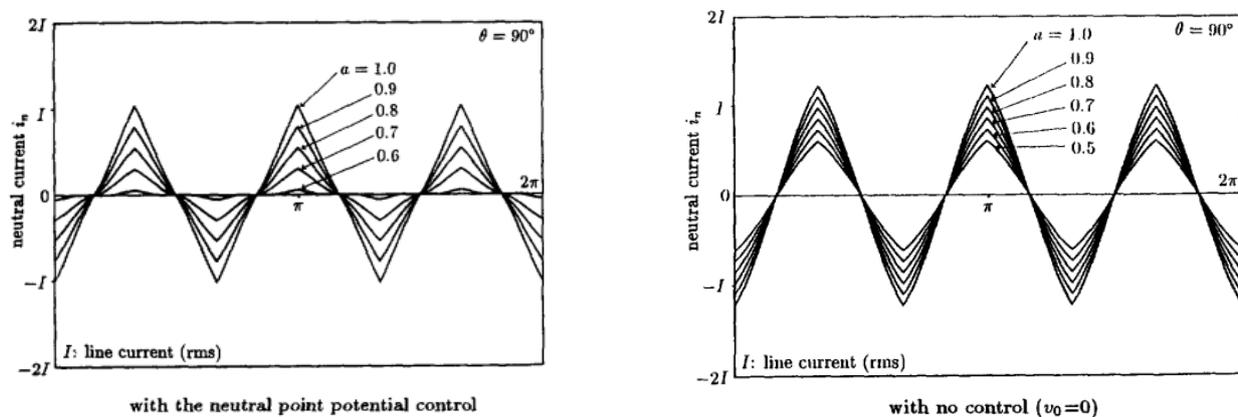


Figura 5.37 Correntes no ponto de neutro de Conversor NPC de três níveis aplicado a um STATCOM, quando compensação é aplicada (à esquerda) e quando não há compensação (à direita). Figura obtida em ¹³.

5.10.1.2 Extensão para mais níveis de tensão

A estrutura apresentada na Fig. 5.36 poderia ser expandida para mais níveis. A Figura 5.38 apresenta um circuito monofásico de ponte completa de cinco níveis, na qual a saída CA possui

¹³ S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting, Toronto, Ontario, Canada, 1993, pp. 965-970 vol.2.

¹⁴ N. Celanovic and D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, no. 2, pp. 242-249, Mar. 2000.

¹⁵ J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich and P. Rodriguez, "Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 6, pp. 1582-1588, Dec. 2005.

nove níveis. A forma de onda de tensão apresentada corresponde a uma modulação do tipo “escada” (*staircase*), o qual é uma alternativa visando frequências de chaveamento mais baixas.

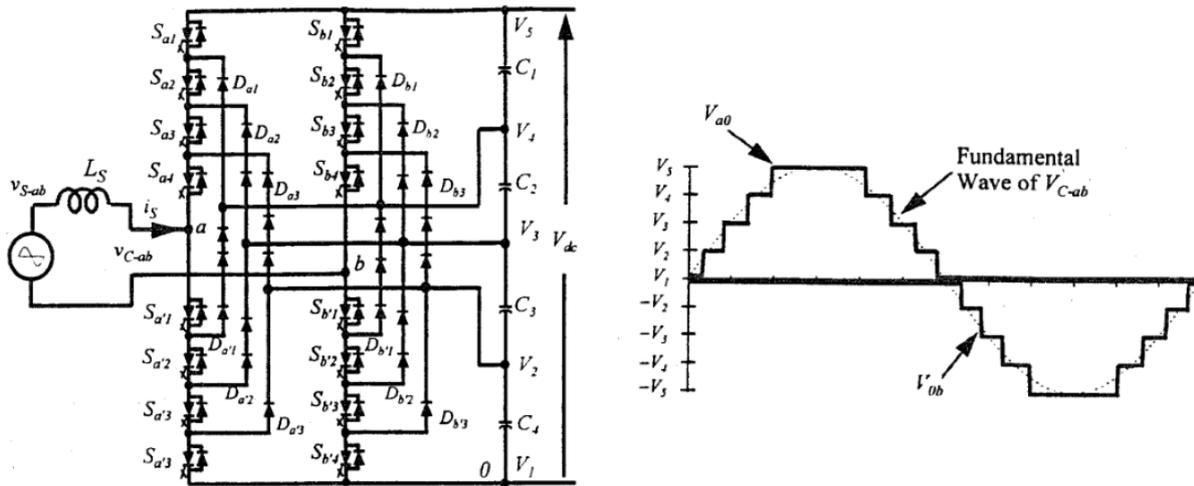


Figura 5.38 Conversor NPC monofásico de 5-níveis e tensão de saída CA.

Outra maneira de “universalizar” os níveis de um conversor grampeado por diodos é apresentada por Peng¹⁶, na qual conversores multiníveis são compostos a partir de uma estrutura básica generalizada. Mostra-se que tanto o NPC quanto o FCC (apresentado nas próximas sessões) podem ser obtidos por essa metodologia.

A principal vantagem do Conversor NPC, quando comparado às outras estruturas multiníveis (que são descritas nas próximas sessões) e com especial atenção à estrutura de conversor em cascata, é que se utiliza apenas uma fonte CC. No entanto, quando se deseja um número maior de níveis, conversores deste tipo necessitam de uma quantidade maior de componentes em relação à topologia em cascata. Outro aspecto é a falta de modularidade. Note, na Figura 5.39, que são apresentados dois ou três diodos ligados em série no Conversor NPC de cinco níveis. Essa representação tem como objetivo mostrar que essa estrutura necessita uma tensão de bloqueio duas ou três vezes maior que o diodo de um Conversor NPC de três níveis.

Outra dificuldade de topologias NPC com mais do que três níveis é o balanceamento das tensões nos capacitores CC conectados em série no barramento CC. Conforme apresentado na subseção anterior, as questões que envolvem o desbalanceamento devido à corrente de neutro do Conversor NPC de três níveis se aplicam a conversores com mais níveis, porém com mais pontos intermediários entre os capacitores do barramento CC. Dependendo da aplicação, esse balanceamento precisa ser feito com uso de circuitos externos, o que torna a aplicação de tais conversores menos atraente.

Uma possível aplicação para redes elétricas é o Compensador Síncrono Estático (ou STATCOM)¹⁷.

A Figura 5.39 apresenta um conversor NPC de cinco níveis operando como STATCOM para uma rede de distribuição de 6,6 kV. Com o uso de IGBTs com tensões de bloqueio e 1200 V ou 1700 V e de diodos com tensão de 4500 V, é possível obter uma solução sem transformador.

Esse conversor NPC utiliza um circuito externo para o balanceamento das correntes que são injetadas nos pontos P1, M e N1. O uso do circuito externo, embora permita flexibilidade maior no

¹⁶ Fang Zheng Peng, "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 2, pp. 611-618, March-April 2001

¹⁷ H. Akagi, H. Fujita, S. Yonetani and Y. Kondo, "A 6.6-kV Transformerless STATCOM Based on a Five-Level Diode-Clamped PWM Converter: System Design and Experimentation of a 200-V 10-kVA Laboratory Model," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 2, pp. 672-680, March-april 2008.

controle das tensões CC, é uma desvantagem e se trata de uma solução voltada para essa aplicação.

Para essa aplicação, a modulação *MLP com Deslocamento de Nível* foi aplicada. Com a presença de mais níveis de tensão, adicionam-se à comparação da modulação MLP portadoras que passam a considerar os níveis de tensão maiores, e assim proporcionar o chaveamento das respectivas chaves. Os resultados experimentais mostram a síntese de uma forma de onda de tensão com 5 níveis nos terminais fase-neutro, e de nove níveis nos terminais fase-fase. Note que a corrente está deslocada em 90° da tensão, de acordo com a aplicação proposta.

Embora o conversor NPC de três níveis já esteja maduro e seja aplicado frequentemente em acionamentos elétricos e em certas aplicações conectadas à rede elétrica, a falta de modularidade, o número excessivo de componentes e os desafios em obter o balanceamento das tensões de capacitores CC têm freado o uso do conversor NPC com mais de três níveis. Isso também justifica, de certa maneira, a preferência por aplicações do tipo cascata e modular para um número maior de níveis de tensão na saída CA.

Existem atualmente pesquisas que procuram adequar conversores NPC com mais de três níveis a certas aplicações, com diversos desafios principalmente em relação ao balanceamento de seus capacitores CC.

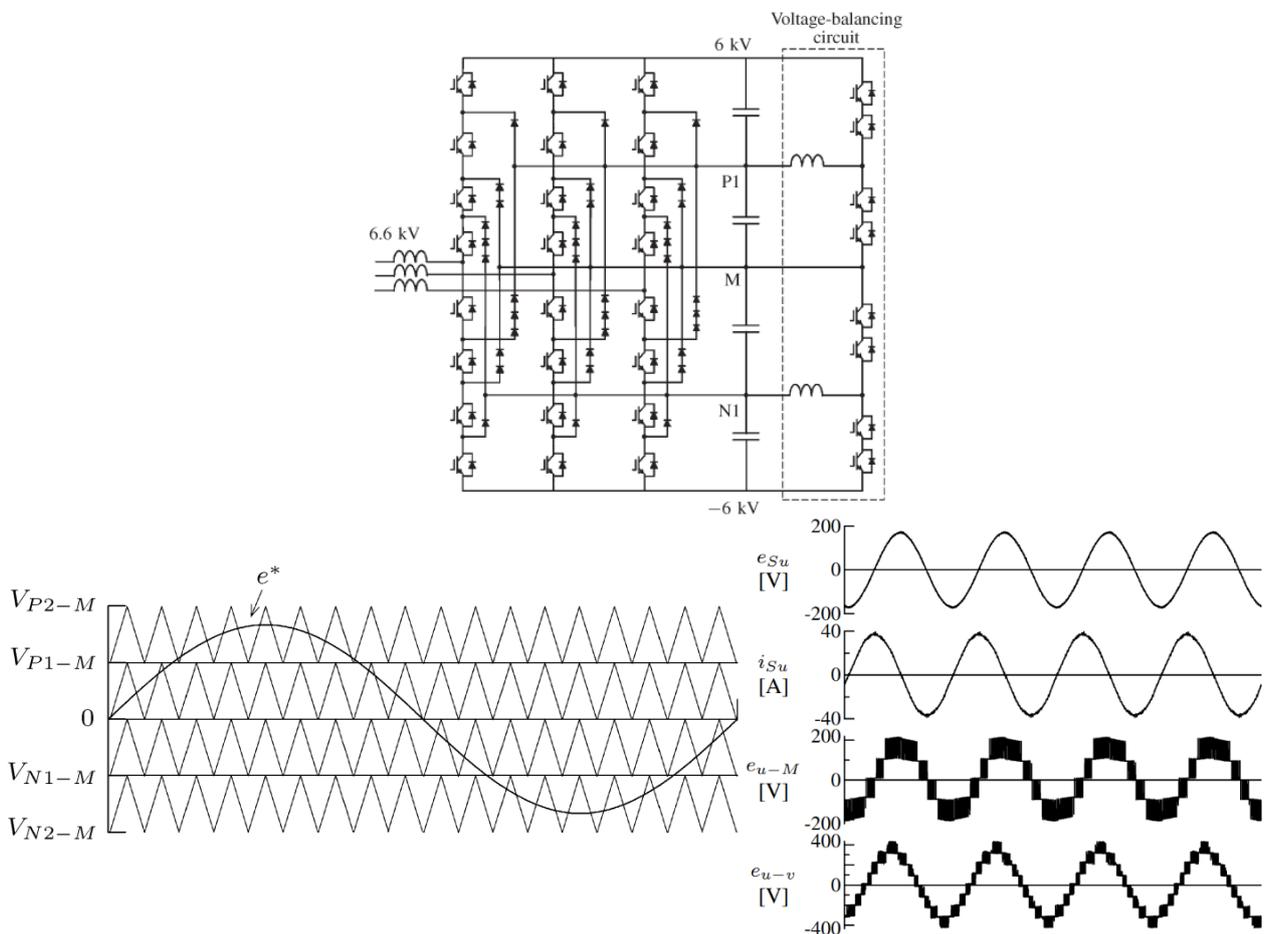


Figura 5.39 Aplicação de Conversor NPC de cinco níveis para STATCOM em rede de distribuição. Topo: circuito de proposto. À esquerda: formas de onda para a modulação MLP. À direita: formas de onda na saída CA de tensão e corrente.

5.10.2 Conversor de Neutro Grampeado de tipo T (*NPC T-type*)

Nos últimos anos, uma alternativa ao NPC tem se tornado popular principalmente em aplicações de conversores fotovoltaicos, e tem sido chamada de Conversor de Neutro Grampeado

de tipo T (*NPC T-Type*)¹⁸. Apesar da recente popularização, tal possibilidade já havia sido observada nas primeiras propostas do NPC (nota de rodapé 9). A Figura 5.40 apresenta duas possibilidades do circuito do *NPC T-Type*. A criação de três níveis de tensão ocorre através do caminho de corrente possibilitado pela combinação das chaves entre o ponto de neutro e a saída CA, uma vez que tal combinação caracteriza uma chave bidirecional de corrente e de tensão.

Essa topologia, embora apresente as vantagens dos conversores multiníveis listadas no início da seção, não permite a realização de um inversor com a potência dobrada para uma mesma tecnologia de chave semicondutora em comparação a um inversor trifásico padrão. Assim, seu uso justifica-se pelo conteúdo harmônico reduzido e em aplicações com baixas tensões no barramento CC.

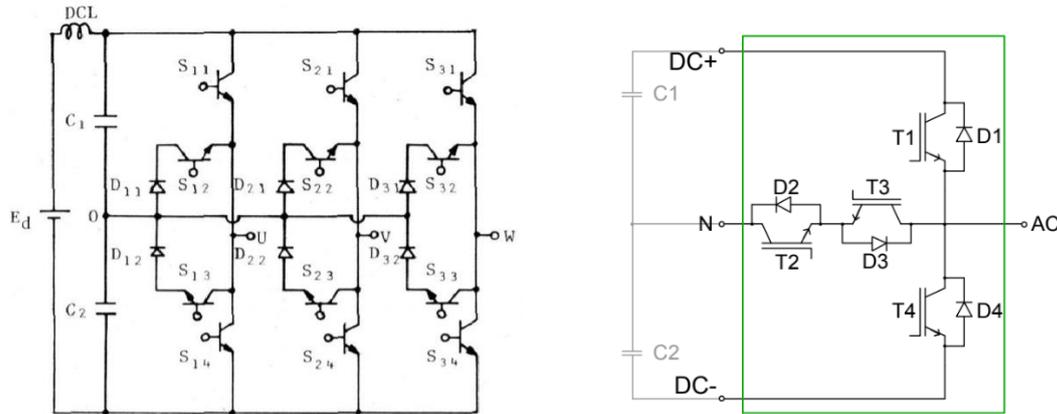


Figura 5.40 – Configurações possíveis de Conversor de Neutro Grampeado de tipo T. À esquerda, como apresentado por Nabae et.al. À direita, uma meia ponte de um conversor trifásico¹⁹.

5.10.3 Conversor Multinível de Capacitores Flutuantes

O Conversor Multinível de Capacitores Flutuantes (*Flying Capacitor Converter - FCC*), que também é conhecido como Conversor Multinível de Capacitores Grampeados, é apresentado na Figura 5.41, e foi proposto como uma alternativa ao Conversor NPC²⁰. Apresenta-se a mesma característica e vantagem de grampeamento de tensão, desta vez desempenhada por capacitores ou fontes CC, de maneira que cada componente semicondutor suporte apenas parte da tensão do barramento CC aplicado durante as comutações. Assim, a tensão suportada em cada chave no caso do Conversor de três níveis é a metade da tensão do barramento CC.

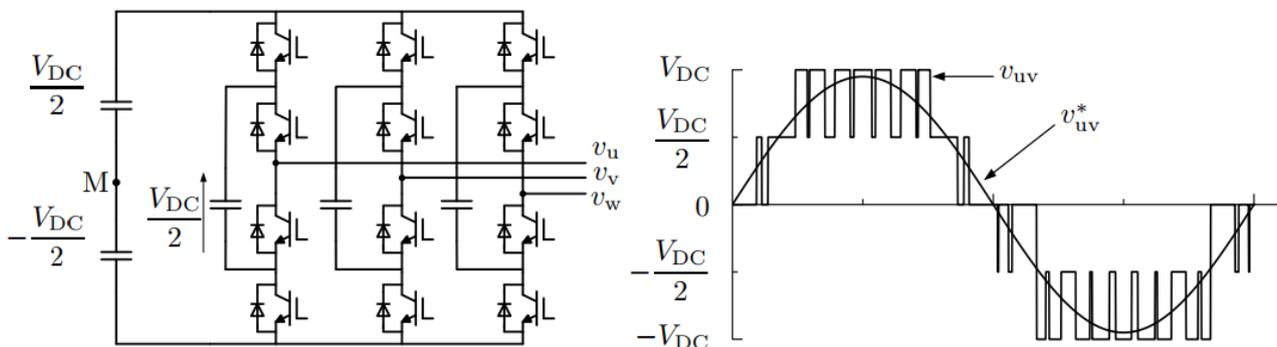


Figura 5.41 Circuito do Conversor FCC trifásico e formas de onda na saída CA.

¹⁸ A. Anthon, Z. Zhang, M. A. E. Andersen, D. G. Holmes, B. McGrath and C. A. Teixeira, "The Benefits of SiC mosfets in a T-Type Inverter for Grid-Tie Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 4, pp. 2808-2821, April 2017.

¹⁹ Ingo Staudt, "Application Note AN-11001", Semikron, 2015.

²⁰ T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, 1992, pp. 397-403 vol.1

À medida que o número de níveis aumenta, porém, pode-se entender o Conversor FCC como um inversor com diversos estágios de tensão intermediários²¹, os quais são obtidos com os capacitores grampeadores (ou flutuantes) em “células básicas”. Figura 5.42 apresenta a construção da célula básica, assim como sua estrutura com p células elementares. O número de níveis de tensão alcançados é de $m = p - 1$, e k denomina o a k -ésima célula elementar da estrutura. Considerando que k incremente a partir da célula que faz interface com o lado CA, as seguintes relações podem ser aplicadas para a tensão que é aplicada em cada estágio intermediário de tensão e em cada chave semicondutora²²:

$$V_{Ck} = k \frac{E}{p} \qquad (k + 1) \cdot \frac{E}{p} - k \cdot \frac{E}{p} = \frac{E}{p} \qquad (5.7)$$

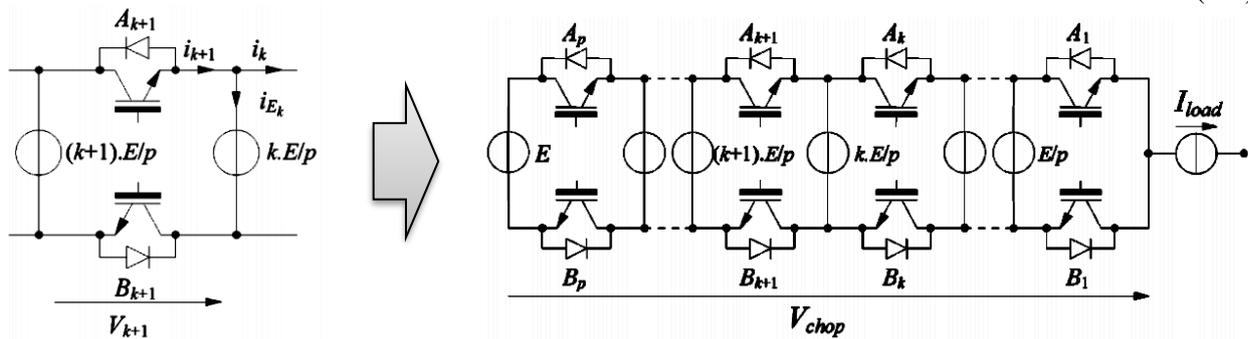


Figura 5.42 Conversor FCC. À esquerda, célula básica. À direita, Conversor FCC monofásico de $p - 1$ níveis

Como exemplo, para um Conversor FCC de cinco níveis com tensão no barramento CC de E , a tensão em cada estágio intermediário de tensão seria (segundo a estrutura da Fig. 5.42) $E/4$, $E/2$ e $3E/4$, com a tensão sobre cada chave semicondutora sendo $E/4$.

A modulação do Conversor FCC pode ser realizada através de modulação MLP com *Deslocamento de Fase* (nota de rodapé 22), apresentada na Figura 5.43. Para um Conversor com p células, são geradas p portadoras, de tal maneira que a defasagem entre as portadoras seja de $2\pi/p$. O uso dessa modulação também favorece o efeito de “autobalanceamento dos capacitores”, o qual é apresentado na seção seguinte.

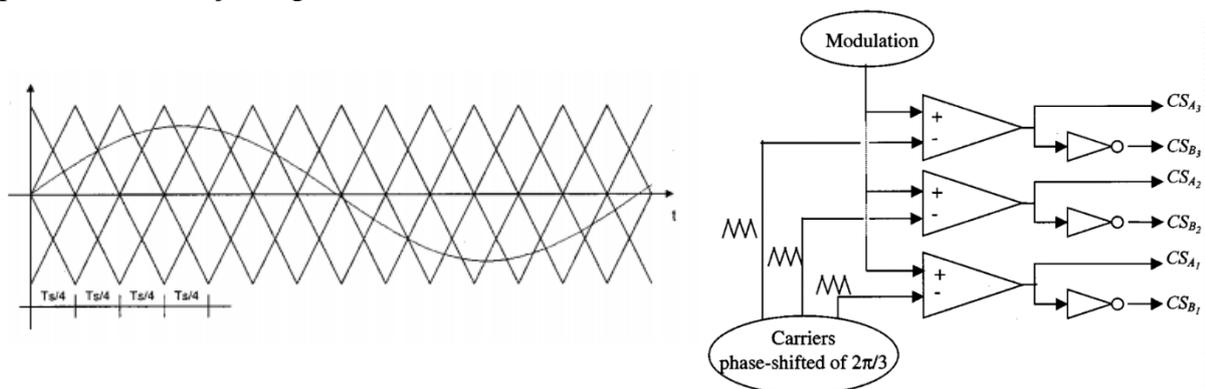


Figura 5.43 MLP com Deslocamento de Fase para um Conversor FCC. À esquerda: portadoras e moduladoras. À direita: diagrama do MLP.

²¹ T.A. Meynard & H. Foch (1992) Multi-Level Choppers for High Voltage Applications, EPE Journal, 2:1, 45-50

²² T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob and M. Nahrstaedt, "Multicell converters: basic concepts and industry applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, pp. 955-964, Oct. 2002.

O Conversor FCC foi classificado como um potencial candidato a aplicações em redes elétricas por ter as mesmas vantagens do Conversor NPC e do conversor em Cascata²³. Porém, a quantidade de capacitores para um número maior de níveis de tensão torna-se excessiva. Outra desvantagem é a tensão de parte dos capacitores tende a ser muito próxima da tensão do barramento CC, o que torna o uso do Conversor FCC menos atraente para aplicações de média e alta tensão.

Aplicações com o Conversor FCC podem ser encontradas em acionamentos elétricos e algumas aplicações em redes elétricas, todas voltadas para média tensão (nota de rodapé 22).

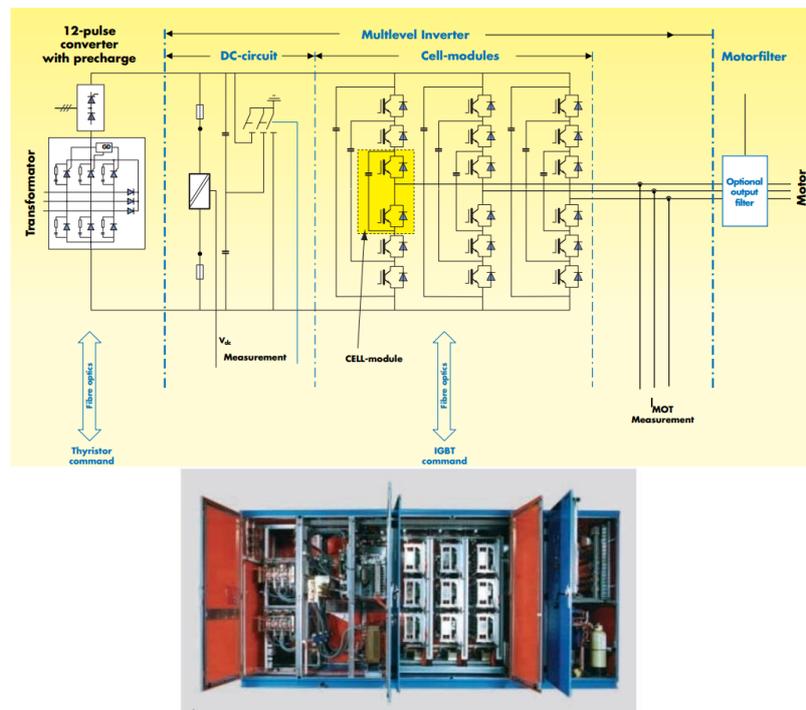


Figura 5.44 Aplicação de Conversor FCC de 4 níveis para acionamento elétrico pela ALSTON [Multilevel Technology with ALSPA VDM6000]

5.10.3.1 Autobalanceamento dos capacitores nos estágios intermediários de tensão

Nos primeiros estudos do Conversor FCC, observou-se que capacitores nos estágios intermediários de tensão se “auto-regulavam”, ou seja, convergiam para a tensão de equilíbrio sem a necessidade de uma realimentação ativa para balanceamento de suas cargas. Esse fenômeno foi observado quando a estratégia MLP com Deslocamento de Fase (vide Fig. 5.43) era aplicada.

Estudos mostram, porém, que o balanceamento natural dos capacitores depende dos componentes presentes na saída CA, ou seja, dependentes da carga no caso de um inversor. Demonstrou-se que, para uma carga puramente reativa, esse balanceamento não é alcançado²⁴. Outro aspecto é o tempo de acomodação para que a tensão nos estágios intermediários atinja o regime permanente, o qual também é dependente dos componentes passivos no lado CA. Para que esse a dinâmica de balanceamento seja acelerada, o uso de filtros acoplados na saída CA denominados de “balance boosters” foi proposto na literatura^{25, 26}.

²³ Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May-June 1996.

²⁴ Xiaoming Yuang, H. Stemmler and I. Barbi, "Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 2, pp. 256-263, March 2001.

²⁵ R. H. Wilkinson, T. A. Meynard and H. du Toit Mouton, "Natural Balance of Multicell Converters: The General Case," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 6, pp. 1658-1666, Nov. 2006.

Para demonstrar tal característica, são apresentados resultados de simulação. Figuras 5.45, 5.46 e 5.47 apresentam formas de onda para Inversores FCC com 3, 4 e 5 níveis, respectivamente. A tensão no barramento CC é de 200 V, e a carga é uma resistência de 1 Ω . Ajusta-se a tensão CA para ser senoidal, com frequência de 60 Hz, e índice de modulação de 0,95. Usa-se indutor para filtrar a tensão na saída CA. Nenhum controle retroalimentado é utilizado, ou seja, apenas se sintetiza a tensão em malha aberta. Note que as tensões intermediárias atingem, após um transitório inicial, as tensões de acordo com (5.2). Também é possível observar a formação da forma de onda multinível nos terminais CA do Conversor FCC.

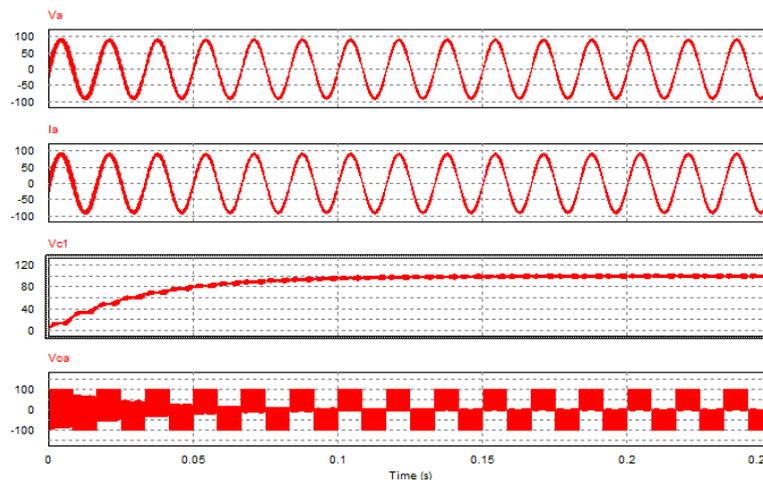


Figura 5.45 Formas de onda para Conversor FCC de 3 níveis.

De cima para baixo: tensão sobre carga resistiva, corrente CA, tensão nos estágios intermediários, tensão nos terminais CA do conversor.

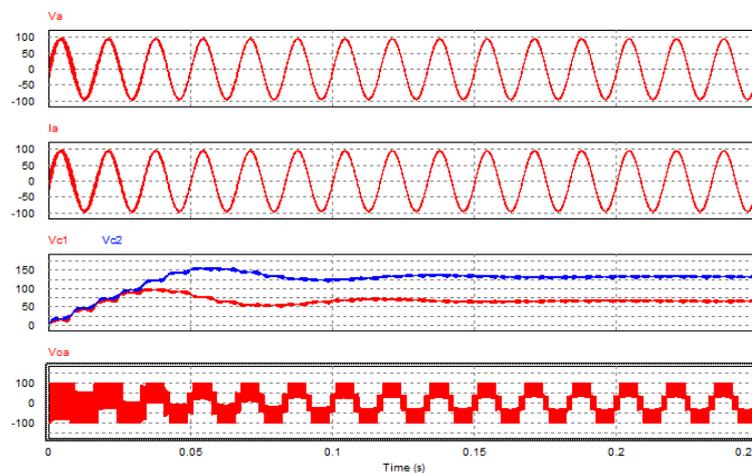


Figura 5.46 Formas de onda para Conversor FCC de 4 níveis.

De cima para baixo: tensão sobre carga resistiva, corrente CA, tensão nos estágios intermediários, tensão nos terminais CA do conversor.

²⁶ T. A. Meynard, M. Fadel and N. Aouda, "Modeling of multilevel converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 3, pp. 356-364, June 1997.

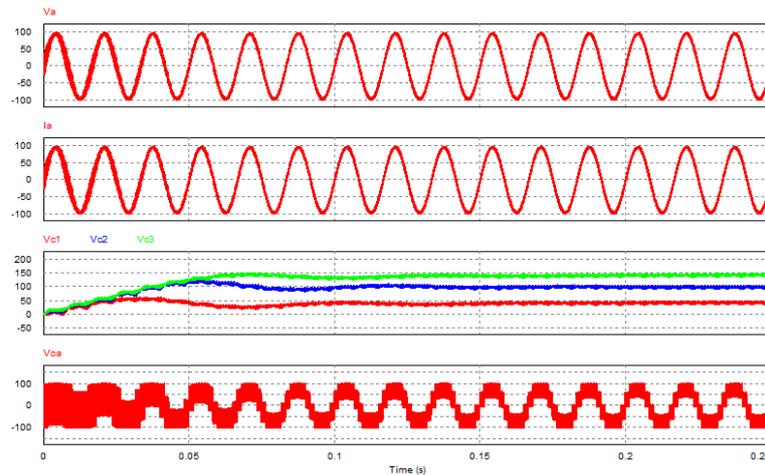


Figura 5.47 Formas de onda para Conversor FCC de 5 níveis.

De cima para baixo: tensão sobre carga resistiva, corrente CA, tensão nos estágios intermediários, tensão nos terminais CA do conversor.

5.10.4 Conversor Multinível em Cascata

Os Conversores Multiníveis em Cascata podem ser considerados os mais bem-sucedidos entre os conversores multiníveis em relação ao número de aplicações existentes tanto em ambientes industriais quanto em redes elétricas para média tensão. Sua principal vantagem é a modularidade de suas células básicas (ou módulos), a qual permite, dentre outros: a expansão para um número de nível de tensão maior que o Conversor NPC e o Conversor FCC; uma adequação à tensão CA permitindo a conexão sem transformador; manutenção facilitada e confiabilidade aumentada.

Uma das primeiras aplicações industriais foi um conversor voltado para acionamento elétrico, apresentado por Hammond, o qual foi fabricado pela ROBICON²⁷, que foi adquirida posteriormente pela Siemens AG. Foram utilizados um transformador multipulso especial e o Conversor em Cascata para a síntese de tensão a motores de média tensão (> 2,4 kV) e potências de até 1000 hp (aprox. 750 kW), com formas de onda quase senoidais. Concomitante a essa proposta, Lai e Peng apresentaram um conversor composto por diversos circuitos de ponte completa com alimentação de fontes CC individuais²⁸. Aplicações visavam compensação de reativos em redes elétricas e acionamento elétrico com múltiplas fontes CC.

Na figura 5.48 tem-se um diagrama esquemático do conversor multinível do tipo cascata simétrica (as tensões CC são iguais), com ponte H-completa sendo o módulo básico. É possível também adicionar um comando MLP ao inversor multinível de modo a reduzir ainda mais a distorção da tensão produzida e minimizar a exigência de filtragem. Uma forma de onda desse tipo é mostrada na figura 5.49.

²⁷ P. W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 1, pp. 202-208, Jan.-Feb. 1997.

²⁸ Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May-June 1996.

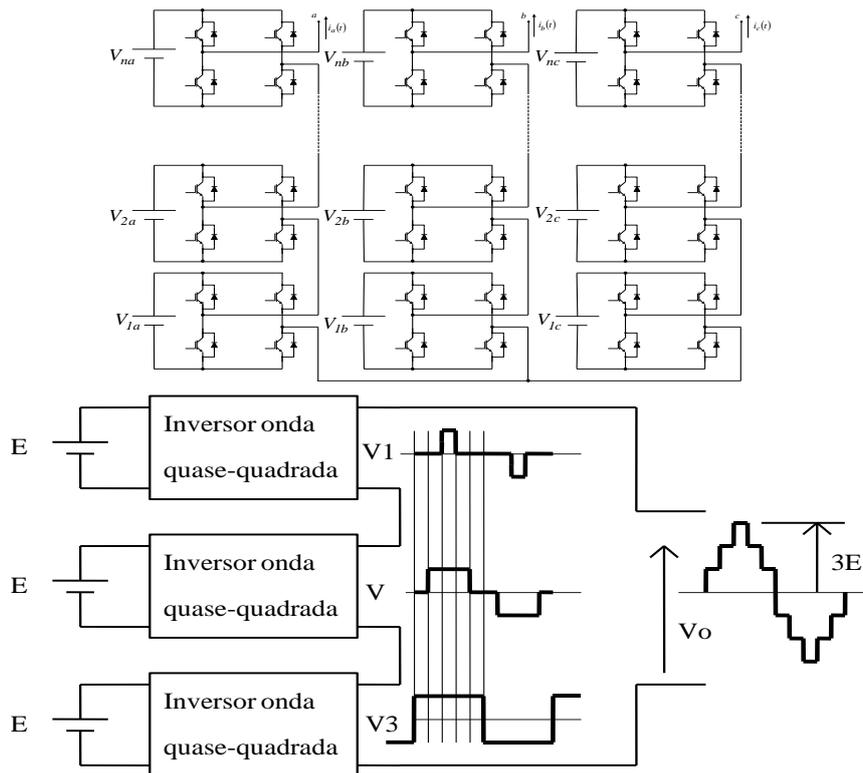


Figura 5.48 Diagrama esquemático de conversor multinível do tipo cascata simétrica.

Nota-se que a distorção harmônica é reduzida. Os filtros necessários à obtenção de uma onda senoidal devem ter uma frequência que depende do número de níveis presentes na saída, já que as componentes espectrais aparecem nos múltiplos de $2n \pm 1$, onde n é o número de níveis da saída²⁹. No entanto, a atenuação não precisa ser muito grande, uma vez que as amplitudes das harmônicas são relativamente pequenas.

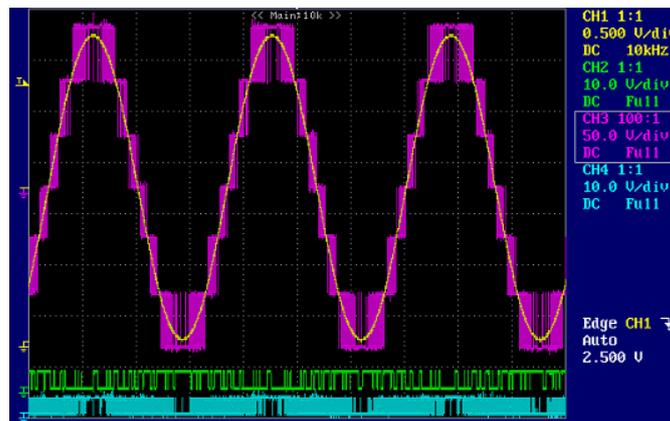


Figura 5.49 Forma de onda experimental de inversor multinível com ajuste MLP³⁰

Em 5.50 tem-se uma forma de onda de conversor em cascata assimétrica (as tensões CC são diferentes). Nesse caso, dadas as combinações possíveis entre as diferentes tensões, é possível conseguir uma quantidade maior de níveis intermediários, minimizando a distorção da tensão sintetizada, mesmo sem uso de MLP. Em tais aplicações, a relação otimizada de tensão CC entre os

²⁹ L. de A. Silva, S. P. Pimentel e J. A. Pomilio: “Sistema de Filtragem Ativa com Inversor Multinível Assimétrico em Cascata de Dezenove Níveis e Controle de Tensão no Barramento CC”, Eletrônica de Potência, Vol.11, no.1, Março de 2006, pp. 17-24

³⁰ de Alvarenga, Marcos B.; Pomilio, J. A. “Analysis of pulse suppression in PWM modulation for symmetric cascaded multilevel inverters”, IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society_2011 , Page(s): 4654 – 4659

módulos pode ser obtida por $V_n = 2 \sum_{k=1}^{n-1} V_k$, onde V_n é a tensão CC do n-ésimo módulo em função de uma tensão V_1 . No caso da Figura 5.50, essa relação é de V_{DC} , $2 \cdot V_{DC}$ e $6 \cdot V_{DC}$, e $V_1 = V_{DC}$.

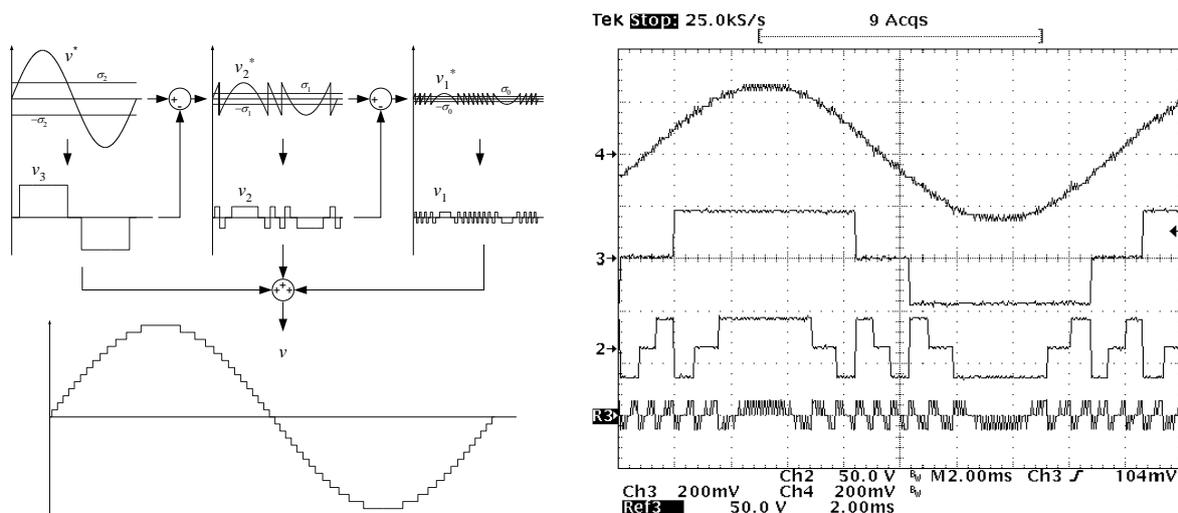


Figura 5.50 Forma de onda de sinal multinível tipo cascata assimétrica, com modulação em escada (esq.) e experimental (dir.)³¹

Para a síntese das formas de onda de tensão em diversos níveis, diversos métodos de modulação têm sido aplicados e estudados. Alguns pontos serão abordados, porém um maior aprofundamento pode ser feito observando-se as referências indicadas.

A modulação em degraus de tensão (“*staircase modulation*”) é apresentada na Figura 5.48. Essa estratégia permite o chaveamento com frequência baixa, o que era vantajoso para os primeiros componentes semicondutores de média e alta tensão, além de uma distorção harmônica reduzida, conforme mencionado anteriormente.

O uso de MLP é apresentado na Figura 5.49. O uso de MLP pode ser dividido em duas classes: o Método com Deslocamento de fase (“*PWM Phase-Shifted*”) e o Deslocamento de nível (“*PWM Level-Shifted*”). Uma grande característica da modulação em MLP é a redução ainda maior da distorção harmônica. No caso do MLP com Deslocamento de fase, a redução otimizada de harmônicos é obtida com o deslocamento de π/n entre os n módulos que compõem o Conversor em Cascata³². O MLP com Deslocamento de Nível apresenta-se como uma alternativa que pode reduzir a distorção harmônica total da tensão CA de saída, mas certas componentes nas frequências mais baixas (e mais significativas) não são efetivamente canceladas³³. Além disso, sua eficácia é reduzida quando o índice de modulação é baixo.

Uma alternativa é o uso de Modulação com vetores espaciais (“*Space Vector Modulation*”), que possui como vantagens a sua implementação totalmente digital, mas sofre da complexidade de lidar com diversos módulos.

Outro aspecto importante para o Conversor em Cascata é a regulação das tensões CC dos seus módulos, principalmente em aplicações nas quais fontes CC não são utilizadas e a tensão deve ser mantida por capacitores, os quais, em geral, devem ser dimensionados a manter a tensão CC constante durante a operação do circuito. Tanto a aplicação final do Conversor em Cascata (compensação de reativos, acionamentos elétricos, filtro ativo, etc.) quanto as estratégias de

³¹ L. A. Silva, S. P. Pimentel and J. A. Pomilio, "Nineteen-level Active Filter System using Asymmetrical Cascaded Converter with DC Voltages Control," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Dresden, Germany, 2005
³² D. G. Holmes and B. P. McGrath, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for a two-level and multilevel cascaded inverters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 2, pp. 574-582, March-April 2001.
³³ B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 858-867, Aug. 2002.

modulação utilizadas exercem influências na maneira como a carga nos capacitores CC é descarregada e carregada, o que pode alterar o valor de tensão em regime. De forma geral, estratégias hierárquicas de controle de tensão CC podem ser aplicadas³⁴.

5.10.4.1 Aplicações Trifásicas

Quando aplicado a sistemas trifásicos, o Conversor em Cascata apresenta, a princípio, duas possibilidades de configuração: em estrela (Y) ou em triângulo (delta). Figura 5.51 apresenta o circuito de ambas as configurações. As principais diferenças são aparentes na tensão aplicada a cada fase (considerando a mesma tensão de rede para ambos), o qual muda a exigência de tensão de bloqueio das chaves. Outro aspecto é a troca de potências que ocorre entre as fases, o qual é necessário para garantir o balanceamento das tensões de capacitores (nota de rodapé 34).

Uma característica do Conversor em Cascata Trifásico em Estrela é a tensão que existe em sua conexão de neutro. Para um sistema a três fios, essa tensão pode flutuar de tal maneira que as tensões fase-fase nos terminais CA do conversor se mantenham. Tal característica, a qual pode ser considerada um grau de liberdade dessa aplicação³⁵, permite tanto o projeto de módulos redundantes (visando maior confiabilidade) quanto à troca de energia entre as fases.

No caso do Conversor em Cascata Trifásico em Triângulo, não há uma tensão comum de neutro, uma vez que a tensão de cada fase é dada diretamente pela soma das tensões de saída dos módulos que compõem uma fase. Porém, a presença de indutores de acoplamento permite a circulação de uma corrente interna à conexão de triângulo, sem afetar a corrente de saída. Tal corrente, que pode ser vista como um grau de liberdade dessa configuração, também pode ser utilizada para a troca de energia entre as fases. Mostra-se também que tal corrente permite com que o Conversor em Cascata Trifásico em Triângulo sintetize correntes assimétricas em seus terminais sem um desbalanceamento exagerado da tensão dos capacitores CC. Como resultado, uma das principais aplicações dessa configuração é de STATCOMs visando compensação de correntes de sequência negativa³⁶.

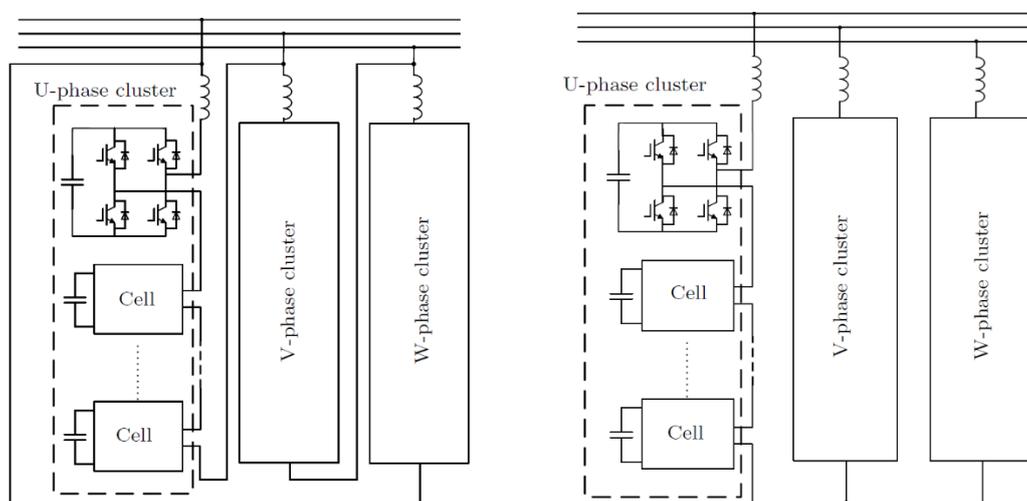


Figura 5.51 Aplicações trifásicas do Conversor em Cascata. À esquerda, conexão em triângulo. À direita, conexão em estrela.

³⁴ H. Akagi, "What Led to Success in Academic Research on the Family of Modular Multilevel Cascade Converters?," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Niigata, Japan, 2018, pp. 2352-2359.

³⁵ R. E. Betz, T. Summers and T. Furney, "Symmetry Compensation using a H-Bridge Multilevel STATCOM with Zero Sequence Injection," Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, Tampa, FL, USA, 2006, pp. 1724-1731.

³⁶ M. Hagiwara, R. Maeda and H. Akagi, "Negative-Sequence Reactive-Power Control by a PWM STATCOM Based on a Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC-SDBC)," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 2, pp. 720-729, March-April 2012

5.10.4.2 Comparativo de conversores multiníveis

Uma vantagem do Conversor em Cascata é sua modularidade e o número reduzido de componentes em relação ao Conversor NPC e o Conversor FCC. Trata-se de um argumento muito utilizado para justificar o uso dos Conversores em Cascata em detrimento do Conversor NPC e do Conversor FCC.

Figura 5.52 mostra um comparativo quanto aos números de componentes que são necessários para obter um conversor multinível utilizando-se de transistores e diodos com a mesma tensão nominal de bloqueio e capacitores com a mesma tensão nominal. Da comparação, pode-se fazer as seguintes observações:

- Conversor NPC: apresenta número excessivo de diodos grampeadores para um número de níveis alto na saída, o que o torna inviável para configurações com mais níveis.
- Conversor FCC: apresenta a necessidade de tensões próximas ao barramento CC nos capacitores intermediários para um número de níveis alto na saída, o que se traduz no grande número de capacitores com mesma tensão nominal.
- Conversor em Cascata: apresenta uma relação linear do número de níveis na tensão de saída e componentes necessários. O Conversor em Cascata também apresenta outra vantagem, que é a modularidade. A possibilidade de usar vários módulos com uma única estrutura básica facilita o projeto, a fabricação e manufatura de um conversor.

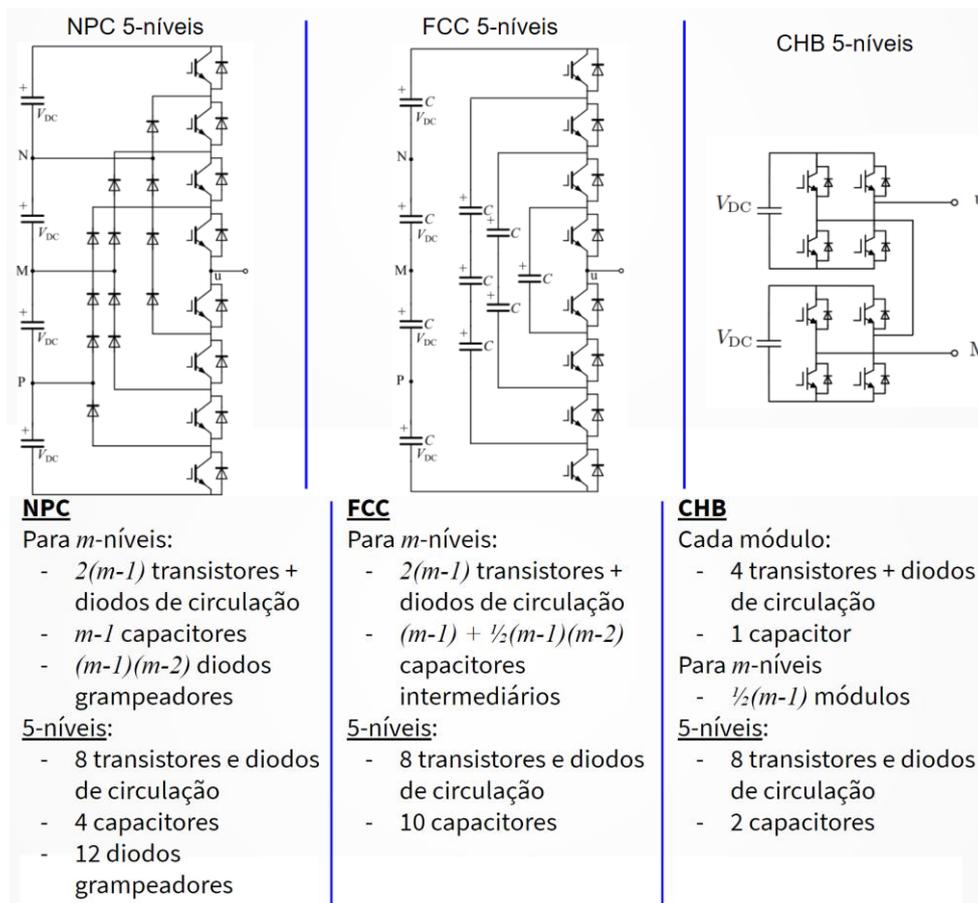


Figura 5.52 Comparativo entre conversores multiníveis. Aqui, CHB refere-se a “Cascaded H-bridge”, o qual é outra denominação usada para o Conversor em Cascata.

5.10.5 Conversor Multinível Modular

O Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter*) possui diversas características e desafios similares ao Conversor em Cascata, porém sua estrutura apresenta a possibilidade de utilizar apenas uma fonte CC na conversão CC-CA ou vice-versa. A partir das várias pesquisas realizadas para os Conversores em Cascata, notou-se que a conversão CC-CA, que caracteriza o inversor, deveria ser individualizada para cada módulo (ou célula básica), enquanto que era possível modelar cada módulo como uma fonte de tensão individual. Essa característica é marcante no acionamento elétrico apresentado pela ROBICON (nota de rodapé 27), onde um transformador multipulso especial com múltiplos enrolamentos no secundário é utilizado para possibilitar essas diversas fontes CC a partir da alimentação CA da rede elétrica.

Partindo-se de tais premissas, Marquardt *et.al.* propuseram as configurações apresentadas na Figura 5.53^{37, 38, 39}. Denominada de *Modular Multilevel Converter* (a sigla usada inicialmente foi *M2LC*), essa estrutura possui como principal vantagem a possibilidade do uso de uma fonte CC única para a conversão CC-CA. Isso a tornou uma candidata propícia para aplicações em estações conversoras de HVDC, além de apresentar as mesmas vantagens do uso do Conversor em Cascata. O módulo básico que forma o conversor pode ser composto por uma ponte completa, de maneira similar ao Conversor em Cascata, como por um circuito “*chopper*”, ou de meia-ponte.

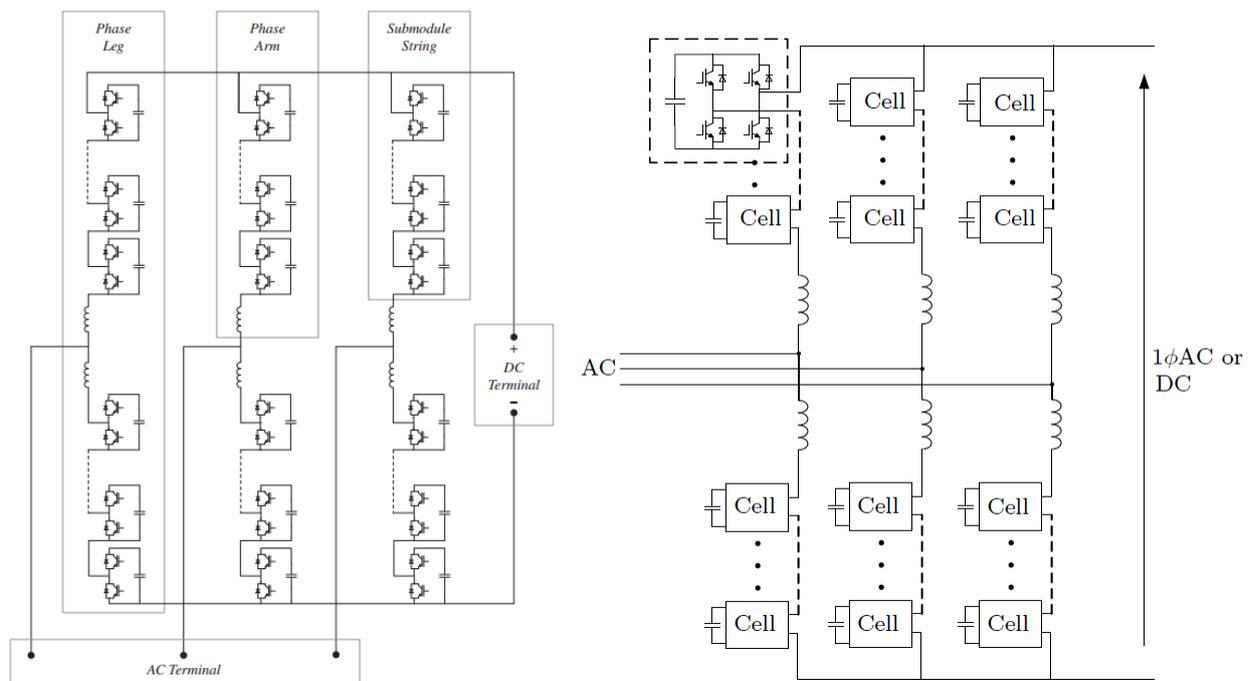


Figura 5.53 Configurações do Conversor MMC. À esquerda, formação com módulos de meia-ponte. À direita, formação com módulos de ponte-completa.

Pode-se observar que uma diferença é a escolha entre módulos de ponte-completa ou de meia-ponte. A Figura 5.54 apresenta as formas de onda de tensão que a combinação em cascata de cada módulo é capaz de sintetizar.

³⁷ R. Marquardt and A. Lesnicar, “A new modular voltage source inverter topology,” in Proc. EPE, Sep. 2003.

³⁸ A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in Proc. IEEE Bologna Power Tech, 2003, vol. 3, pp. 23–26.

³⁹ M. Glinka and R. Marquardt, “A new ac/ac-multilevel converter family applied to a single-phase converter,” in Proc. IEEE-PEDS, 2003, vol. 1, pp. 16–23.

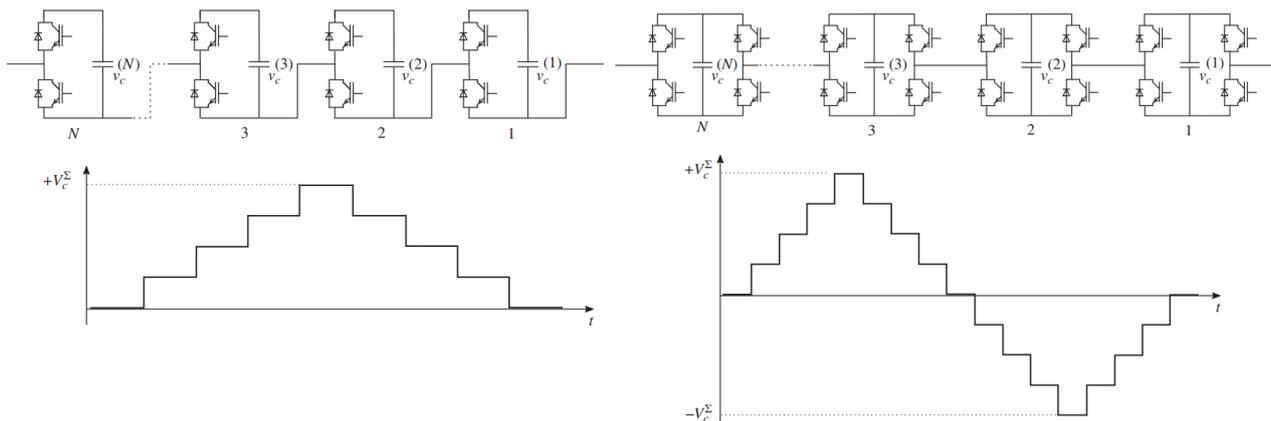


Figura 5.54 Tensões sintetizadas para o MMC. À esquerda, tensão sintetizada por um conjunto de módulos meia-ponte. À direita, tensão sintetizada por um conjunto de módulos ponte completa.

Note que para os módulos meia-ponte, a tensão resultante se restringe a uma polaridade e possui um nível CC ao longo de um ciclo, enquanto que os módulos ponte-completa possuem maior flexibilidade em sua síntese de tensão, permitindo que o conjunto de módulos seja capaz tanto da síntese de apenas componentes CA quanto da síntese combinada de componentes CA e CC.

Assim, o MMC de meia-ponte da Figura 5.53 tem o conjunto de módulos conectados no terminal CC positivo sintetizando tensões de 0 a $+nV_C$, enquanto o conjunto de módulos no terminal negativo sintetiza tensões de 0 a $-nV_C$, sendo n o número de módulos em um conjunto. Já o MMC de ponte-completa da Fig. 5.53 tem o conjunto de módulos conectados tanto entre a conexão do lado CA e o terminal CC positivo quanto entre a conexão do lado CA e o terminal CC negativo sintetizando tensões de $-nV_C$ a $+nV_C$. Tais características alteram o número de níveis sintetizados na saída. Porém, aplicações práticas, principalmente em HVDC, têm apresentado circuitos com dezenas ou centenas de módulos, tornando a avaliação pelo número de níveis inócua.

A flexibilidade do MMC de ponte-completa permite que a tensão entre os terminais do lado CC possa variar, sendo possível que essa tensão seja tanto uma tensão CC ou uma tensão CA controlada. No caso do MMC de meia-ponte, a tensão entre os terminais do lado CC é restrita por $V_{CC} \geq 2\sqrt{2}V_{RMS}/\sqrt{3}$, onde V_{RMS} é a tensão *rms* da rede CA. Tal restrição, na prática, resulta que haverá sempre uma tensão CC entre esses terminais. Por ser utilizado principalmente em aplicações HVDC ou em aplicações CC-CA com uso de uma única fonte CC, o MMC de meia-ponte é a configuração mais comum e encontrada em campo, sendo o termo *MMC* usado diretamente para denominar o MMC de meia-ponte.

As estratégias de modulação explicadas para o Conversor em Cascata também podem ser utilizadas no MMC, tais como a Modulação em Degraus⁴⁰ e a Modulação MLP com Deslocamento de Fase⁴¹ e de Nível⁴². A Modulação por Vetores Espaciais, embora proposta juntamente com o MMC (vide nota de rodapé 38), é pouca abordada devido à sua complexidade. Outras modulações existentes são do tipo não lineares ou heurísticas, como a Modulação de Nível Mais Próximo (*Nearest Level Modulation*)⁴³, as quais se justificam em aplicações com muitos módulos por fase.

Os aspectos e desafios que envolvem a regulação das tensões dos capacitores CC dos módulos do MMC também são relevantes e objetos de diversas pesquisas e estudos. Devido à

⁴⁰ K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga and H. Nee, "A New Modulation Method for the Modular Multilevel Converter Allowing Fundamental Switching Frequency," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 8, pp. 3482-3494, Aug. 2012.

⁴¹ K. Ilves, L. Harnfors, S. Norrga and H. Nee, "Analysis and Operation of Modular Multilevel Converters With Phase-Shifted Carrier PWM," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 268-283, Jan. 2015.

⁴² S. Fan, K. Zhang, J. Xiong and Y. Xue, "An Improved Control System for Modular Multilevel Converters with New Modulation Strategy and Voltage Balancing Control," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 358-371, Jan. 2015.

⁴³ P. M. Meshram and V. B. Borghate, "A Simplified Nearest Level Control (NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC)," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 450-462, Jan. 2015.

intensa troca de energia e à alta corrente circulando pelos módulos, a capacitância é relativamente alta, com o objetivo de manter a tensão dos capacitores constante. Isso implica em um módulo com volume maior. Algumas observações de módulos comerciais mostram que os capacitores chegam a ocupar $\frac{3}{4}$ do volume total de um módulo, conforme pode ser visto no detalhe da Figura 5.57.

5.10.5.1 Corrente Circulante no MMC

O MMC tem como característica marcante a presença de correntes que circulam pelos módulos e pelo barramento CC. A Figura 5.55 (à esquerda) ilustra um circuito monofásico de um MMC de meia-ponte, juntamente com simplificações ilustrando os possíveis entendimentos das correntes circulantes.

À primeira vista, duas correntes circulantes são observadas, $i_p(t)$ e $i_n(t)$, as quais circulam entre os módulos, a rede CA e o barramento CC. Note que nesta análise são considerados os valores “instantâneos” das grandezas elétricas. Uma observação importante é como essas correntes relacionam-se com $i_s(t)$, a qual é a corrente do lado CA.

$$i_s(t) = i_p(t) - i_n(t) \tag{5.8}$$

Essa relação pode ser usada para o controle de tal circuito. Porém, tanto a corrente $i_p(t)$ quanto $i_n(t)$ contém componentes CC e CA, supondo que $i_s(t)$ seja puramente senoidal. Além disso, tanto $i_p(t)$ quanto $i_n(t)$ são diretamente dependentes entre si. Outra maneira de abordar a questão é definir uma corrente $i_z(t)$, a qual circula entre os módulos e o barramento CC.

$$i_z(t) = \frac{1}{2}(i_p(t) + i_n(t)) \tag{5.9}$$

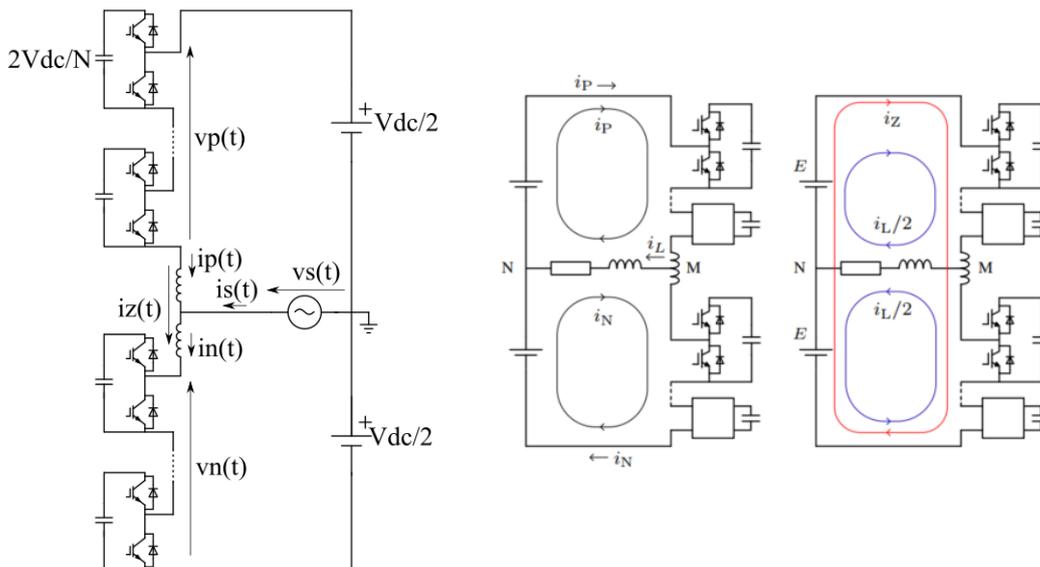


Figura 5.55 Correntes e tensões no MMC. À esquerda: MMC monofásico conectado à rede. À direita: MMC e correntes circulantes em uma aplicação de inversor.

Dessa forma, as correntes $i_p(t)$ e $i_n(t)$ podem ser redefinidas da seguinte forma pela Lei de Kirchhoff:

$$i_p(t) = -\frac{1}{2}i_s(t) + i_z(t) \tag{5.10}$$

$$i_n(t) = \frac{1}{2}i_s(t) + i_z(t) \tag{5.11}$$

A partir dessas equações percebe-se que a “corrente de circulação” $i_z(t)$ possui apenas componentes CC, e em (5.10) e (5.11) fica visível o desacoplamento entre a corrente CA e a

corrente CC⁴⁴. Figura 5.55 (à direita) ilustra esse desacoplamento, mas em um inversor com carga RL (nota de rodapé 34).

É possível, então, determinar a corrente $i_z(t)$ igualando as potências instantâneas do lado CA e do barramento CC, assumindo que o circuito está operando em regime e sem perdas (i.e., a potência média nos módulos meia-ponte é nula). Demonstra-se que a corrente de circulação $i_z(t)$ da Figura 5.55 (à esquerda) é dada por:

$$i_z(t) = -\frac{1}{3} \frac{VI \cos \theta}{V_{DC}} \tag{5.12}$$

onde θ é o ângulo de fase da corrente CA, V e I são, respectivamente, os valores rms da tensão CA (fase-neutro) e corrente CA. Figura 5.56 apresenta formas de onda para o circuito da Fig. 5.55 (à esquerda), desconsiderando o chaveamento. A definição da “corrente de circulação” e a observação que essa corrente é composta apenas por componentes CC foram de extrema importância para o desenvolvimento do MMC, pois demonstraram a possibilidade do desacoplamento do barramento CC e a rede CA.

Note que, para o caso trifásico, as componentes CA das correntes $i_p(t)$ e $i_n(t)$ se anulam quando somadas, de maneira que no barramento CC resulta apenas a contribuição da componente CC das correntes de circulação. É partir desse princípio que se aplica o MMC para estações conversoras de HVDC, na qual o controle da potência transmitida pelas linhas CC de alta tensão passa a ser feito diretamente pelo controle das potências ativa e reativa nos terminais CA.

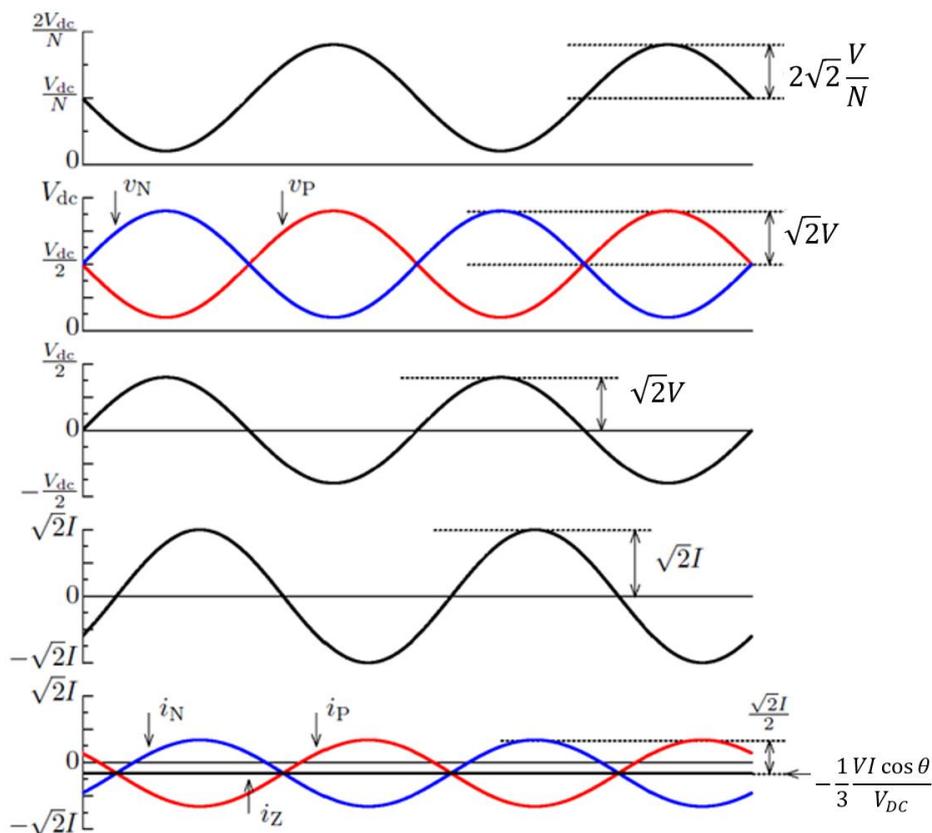


Figura 5.56 Formas de onda para o MMC. De cima para baixo: tensão CA de um módulo meia-ponte; tensões $v_p(t)$ e $v_n(t)$; tensão $v_s(t)$; corrente $i_s(t)$; correntes $i_n(t)$, $i_p(t)$ e $i_z(t)$.

⁴⁴ M. Hagiwara and H. Akagi, "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 7, pp. 1737-1746, July 2009.

5.10.5.2 Aplicações de MMC

O fato de prover uma conexão direta para uma única fonte CC tornou o HVDC uma aplicação natural para o MMC, principalmente devido às várias vantagens que possui em relação às tradicionais soluções LCC (*Line-Commutated Converter*) baseadas em tiristores, principalmente em relação ao controle de reativos no lado CA da estação conversora.

A primeira grande aplicação do MMC para HVDC ocorreu nos EUA em 2010, com a conexão de linhas HVDC submarinas em São Francisco, com os conversores MMC sendo fornecidos pela Siemens⁴⁵. Outras aplicações do MMC são em acionamentos elétricos, os quais certas empresas já oferecem como solução⁴⁶. O baixo conteúdo harmônico produzido, a larga faixa de operação e por permitir o uso de transformadores multipulsos tradicionais tornam as soluções baseadas em MMC atrativas para certos ramos da indústria.

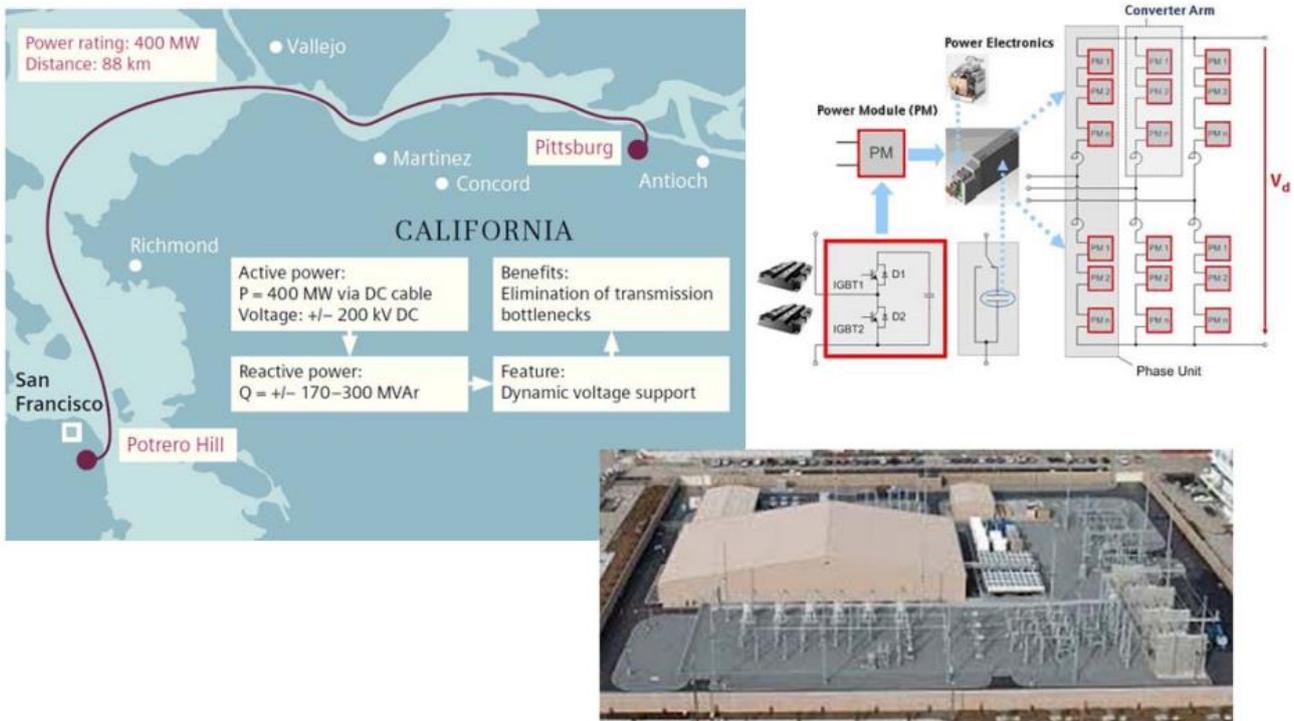


Figura 5.57 Instalação e detalhes do HVDC “Transbay”. (vide nota de rodapé 46)

⁴⁵ <https://www.benshaw.com/products/medium-voltage-drives>

⁴⁶ <http://www.transbaycable.com/operations.html>