

ANÁLISE HARMÔNICA DE ESTRATÉGIAS DE CHAVEAMENTO PWM APLICADA A CHB ATRAVÉS DE ESTUDO MATEMÁTICO

RENNER S. CAMARGO, EDMILSON B. ROCHA JUNIOR, TATIANA SAVIATO MACEDO, LUCAS F. ENCARNÇÃO

Departamento de Engenharia Elétrica – DEL
Universidade Federal do Espírito Santo - Ufes
CT II, Av. Fernando Ferrari, S/N, CEP 29060-900
Vitória/ES - Brasil

E-mails: rscamargo@ifes.edu.br, ebermudes@ifes.edu.br, saviato@gmail.com,
lucas@ele.ufes.br

Abstract— This work presents a mathematical study of a Cascaded H-Bridge Converter – CHB, under several PWM (Pulse Width Modulation) carrier strategies. The equations of these different strategies are analyzed to obtain a standard of the harmonic content, as well as their inherent characteristics. The purpose of this paper is to support the designer of multilevel converters in choosing the best carrier strategy, as well as the number of voltage levels and other inherent attributes of the project, providing agility in the choice of composition, limited to a small range of operation of the converter. Based on the parameters defined by ANEEL, by PRODIST - Distribution Procedures, an application was proposed which defines the minimum quantity of levels and modules of the CHB and the PWM carrier strategy to be used in order to satisfy the limits of total harmonic distortion - THD, and the load characteristics. Comparison of the CHB converter simulations in specific software - PSCAD/EMTDC is present.

Keywords— Cascaded H-Bridge Converter, Carrier Strategies PWM, Double Fourier transform, PRODIST

Resumo— Este trabalho apresenta um estudo matemático de um conversor multinível cascata em ponte completa - *Cascaded H - Bridge Converter – CHB*, sob diversas estratégias de chaveamento PWM – *Pulse Width Modulation*. São elaboradas equações dessas diversas estratégias, através da Transformada Dupla de Fourier, a fim de se obter um padrão do conteúdo harmônico das mesmas, bem como suas características inerentes. A finalidade do artigo consiste em subsidiar o projetista de conversores multiníveis na escolha da melhor estratégia de chaveamento, assim como da quantidade de níveis de tensão e demais atributos inerentes ao projeto, proporcionando agilidade na escolha da composição, limitada a uma pequena faixa de operação do conversor. Tomando-se como base os parâmetros definidos pela ANEEL, através do PRODIST – Procedimentos de Distribuição, propõe-se uma aplicação a qual se define a quantidade mínima de níveis e módulos do CHB, e a estratégia de chaveamento a ser utilizada, de forma a satisfazer os limites de distorção harmônica total – THD, e características da carga. Os resultados são validados com simulações do conversor CHB em programa de transitório eletromagnético – PSCAD/EMTDC.

Palavras-chave— Conversor multinível cascata, Estratégias de chaveamento PWM, Transformada dupla de Fourier, PRODIST

1 Introdução

A demanda por energia elétrica tem crescido globalmente em altas taxas nas últimas décadas. Um dos fatores que mais colaborou para este incremento no consumo foi a massiva utilização nos parques industriais de equipamentos de alta potência, tais como acionamento de motores, laminadores, bombas, ventiladores, compressores, entre outros. O consumo de energia elétrica no Brasil nos últimos dez anos aumentou em aproximadamente 26%, alcançando a marca de mais de 520 TWh em 2016 (EPE, 2017).

Devido a este patamar de potência, faz-se necessária a elevação dos níveis de tensão envolvidos a fim de se reduzir custos, principalmente com a seção dos condutores elétricos. Tal acréscimo na diferença de potencial acaba por atingir o limite físico das chaves semicondutoras, impossibilitando, em alguns casos, o acionamento destes equipamentos por meio de um único dispositivo (ou conversores convencionais) conectado diretamente à média tensão.

Em virtude deste déficit tecnológico, fomentaram-se grandes estudos na área de desenvolvimento de conversores específicos para suprir a demanda por acionamentos de equipamentos de alta potência em elevados níveis de tensão e uma das soluções encontradas por diversos pesquisadores

foi a utilização dos conversores multiníveis, tendo estes um grande potencial para o rompimento da barreira tecnológica dos semicondutores de potência na utilização em equipamentos chaveados diretamente na média tensão (Bum-Seok et al., 1998).

Os conversores multiníveis apresentam diversas vantagens sobre os conversores convencionais, podendo-se destacar a capacidade de sintetizar níveis de tensões de saída maiores, utilização de dispositivos semicondutores de menor potência, oferta de um maior número de níveis na tensão de saída, resultando assim numa forma de onda com menor conteúdo harmônico, redução do stress de tensão nas chaves semicondutoras, e redução da frequência de chaveamento em cada componente.

Dentre as topologias de conversores multiníveis, destacam-se na literatura os conversores grampeados a diodo (*diode clamped multilevel converter - DCMC*) (Nabae et al., 1981) os conversores grampeados a capacitor (*capacitor clamped multilevel converter - CCMC*) (Meynard & Foch, 1992), os conversores multiníveis modulares (*modular multilevel converter - MMC*) (Lesnicar & Marquardt, 2003), e os conversores multiníveis cascata (*cascaded H-bridge converter – CHB*) (Rodriguez et al., 2002).

Durante as últimas décadas, no campo prático, os conversores grampeados a diodos com três níveis de tensão (denominados na literatura com NPC – *neutral*

pointed clamped) dominaram as aplicações em média tensão. Contudo, para aplicações de alta potência, esse tipo de conversor necessita de um incremento no número de níveis de tensão de saída ou a utilização de um transformador de acoplamento para diminuir a tensão do barramento. Na prática, a utilização de conversores grampeados a diodos com mais de três níveis de tensão de saída resulta em desbalanceamentos das tensões dos capacitores nos elos de corrente contínua, carecendo de conversores CC-CC adicionais para regulação destas tensões (Akagi et al., 2008).

Uma das topologias de conversor que pode atingir altos níveis de tensão e potência sem a utilização de transformadores de acoplamento, é a dos *CHB*, uma vez que apresentam uma estrutura monofásica baseada em células independentes que, teoricamente, não apresentam limites de modularização (Liang & Nwankpa, 1998).

Outra grande vantagem deste tipo de conversor é crescimento mais comedido da quantidade de componentes em relação ao que ocorre nas outras topologias apresentadas. Portanto, o número de componentes do circuito aumenta linearmente com o número de níveis desejados na saída do conversor. De forma geral, o *CHB* de N níveis de tensão é composto por $(N - 1) \cdot 2$ chaves semicondutoras, $(N - 1) \cdot 2$ diodos principais e $(N - 1)/2$ capacitores do elo de corrente contínua (Encarnação, 2009). Entretanto, apesar de algumas vantagens, esse arranjo não deve ser utilizado em aplicações que demandem baixa potência (Holmes & Lipo, 2003).

2 Conversor Multinível Modular

A topologia de *CHB* deste trabalho é a cascata-série de ponte completa que transforma cada perna do conversor em uma fase com determinados níveis de tensão (um *CHB* trifásico apresenta 3 pernas). Cada módulo de ponte completa pode ser interpretado como uma célula independente podendo chavear tensões com valores $-V_{CC}$, 0 e $+V_{CC}$.

A Figura 1 apresenta uma perna do *CHB*, com destaque para os módulos em ponte completa, com sete níveis de tensão. A tensão de saída, neste caso, sintetiza um intervalo de valores de $-3V_{CC}$ a $+3V_{CC}$, isto é, a soma de cada módulo por perna, apresentada na Figura 2. Usualmente um conversor de m módulos conectados em série, pode gerar $(2m + 1)$ níveis de tensão por fase (McGrath & Holmes, 2002).

Esta topologia de *CHB*, bem como dos outros tipos de conversores cascata, possui duas grandes vantagens em relação aos conversores ditos não - modulares, que a tornam atrativa para sistemas com drives de média e alta potência. A primeira vantagem consiste na facilidade de regulação do *link* CC, enquanto a segunda vantagem consiste exatamente no controle da modularização que pode ser alcançado (Holmes & Lipo, 2003).

A análise matemática a ser desenvolvida neste trabalho para o conversor *CHB* se refere à topologia simétrica, uma vez que análises deste tipo já foram apresentadas para o *CHB* assimétrico (Encarnação & Aredes, 2012) e para o *MMC* (Camargo et al., 2018).

2.1 Pulse Width Modulation (PWM) como Técnica de Chaveamento

Uma das formas de chaveamento para controle de saída CA em conversores eletrônicos de potência é a técnica conhecida por *Pulse Width Modulation* – *PWM*, a qual varia o ciclo de trabalho das chaves do conversor a fim de sintetizar uma forma de onda de menor frequência. Quanto mais alta a frequência de chaveamento, mais próxima estará sua forma de onda de saída da onda de referência.

O *PWM* é um dos ramos da eletrônica de potência mais estudados da atualidade (Rodriguez et al., 2002), (McGrath et al., 2006), (Basante et al., 2018), devido a sua importância para a área de energia elétrica, em que o objetivo principal é a redução da quantidade de distorções por componentes harmônicos, e, conseqüentemente, a melhor qualidade da energia oriunda de conversores que utilizam esta tecnologia.

Para que se elaborem as equações analíticas que determinem o comportamento dessas formas de onda, bem como do seu conteúdo harmônico *PWM*, é necessária a utilização da transformada dupla de Fourier como ferramenta matemática. Esta técnica foi proposta inicialmente por Bennet e Black, para aplicações em sistemas de comunicações e posteriormente adequada aos sistemas de potência por Bowes e Brid (Bowes & Bird, 1975).

Os coeficientes da transformada dupla de Fourier podem ser observados em (01), onde as variáveis m e n são os índices da portadora e da onda fundamental respectivamente, definindo, assim, a frequência dos componentes harmônicos na forma de onda da tensão de saída, como $(m\omega_c + n\omega_0)$, onde ω_c é a frequência da portadora triangular e ω_0 é a frequência da onda de referência.

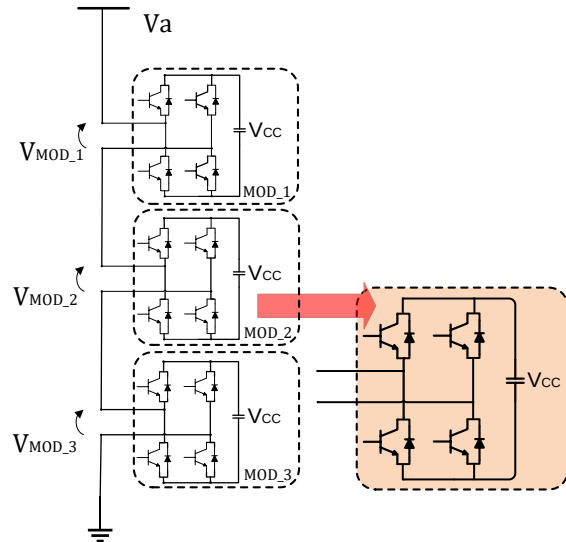


Figura 1. *CHB* de sete níveis

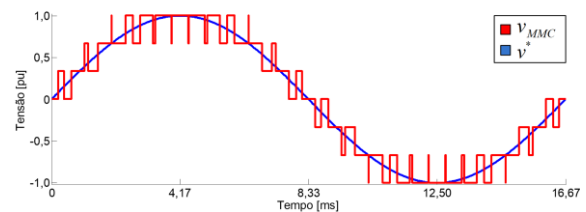


Figura 2. Onda gerada por um *CHB* de sete níveis

$$\begin{aligned}
f(t) = & \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n[\omega_0 t + \theta_0])] \\
& + B_{0n} \sin(n[\omega_0 t + \theta_0]) \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m[\omega_c t + \theta_c])] \\
& + B_{m0} \sin(m[\omega_c t + \theta_c]) \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cos(m[\omega_c t + \theta_c] \\
& + n[\omega_0 t + \theta_0])] \\
& + B_{mn} \sin(m[\omega_c t + \theta_c] \\
& + n[\omega_0 t + \theta_0])]
\end{aligned} \quad (01)$$

A forma mais simples de se construir um conversor *PWM* é o cruzamento de uma onda senoidal de referência com uma portadora triangular conforme a Figura 3 e a Figura 4.

Desta forma, pelas equações (02), (03) e (04) obtêm-se as equações que determinam os sinais de referência e da onda portadora:

$$v^* = M_a \cdot \cos(\omega_o t) = M_a \cdot \cos(y) \quad (02)$$

Onde:

v^* = sinal da onda de referência;

ω_o = frequência da onda de referência;

M_a = índice de modulação de amplitude;

$y = \omega_o t$.

Conforme a Figura 4:

Onde:

$$f(x) = \gamma \cdot x + t$$

$$\gamma = \left(\frac{y_1 - y_2}{x_1 - x_2} \right)$$

Desta forma, para os intervalos da onda triangular onde a mesma cresce e decresce, têm-se as seguintes equações (03) e (04), respectivamente.

Para $-\pi \leq x < 0$:

$$\begin{aligned}
f(x) &= \left(\frac{1 - (-1)}{-\pi - 0} \right) \cdot x - 1 \\
f(x) &= \frac{-2}{\pi} \cdot x - 1
\end{aligned} \quad (03)$$

Para $0 \leq x < \pi$:

$$f(x) = \frac{2}{\pi} \cdot x - 1 \quad (04)$$

As técnicas de manipulação de portadoras mais difundidas na literatura são as *PD* (*phase disposition*), *POD* (*phase opposition disposition*), *APOD* (*alternative phase opposition disposition*) e *PS* (*phase shift*) (McGrath & Holmes, 2000). Além destas, esse

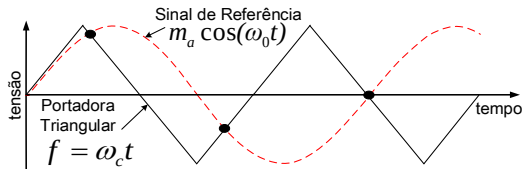


Figura 3. Formas de onda senoidal (referência) e triangular (portadora)

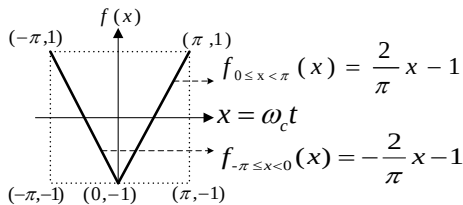


Figura 4. Equação do sinal triangular de portadora

trabalho inclui a estratégia *Discontinuous Modulation* (Holmes & Lipo, 2003), (Encarnação & Aredes, 2012).

O intuito deste trabalho não é o desenvolvimento de todo o equacionamento matemático acerca das diversas estratégias de chaveamento *PWM* presentes na literatura, mas sim proceder com a análise de modelamentos matemáticos já elaborados, a fim de identificar as características relevantes para aplicações com *CHB* em média tensão.

2.2 Phase Disposition Pulse Width Modulation (PD)

A modulação *PD* utiliza todas as portadoras triangulares em fase, deslocando-as entre si pelos seus níveis de tensão, conforme ilustra a Figura 05.

Neste exemplo utilizou-se a estratégia para um conversor com quatro portadoras triangulares para interagirem com a onda de referência senoidal.

Para o modelamento matemático por fase fez-se o uso de um *CHB* com topologia mais simples utilizando o *PD*, resultando em (05) (Holmes & Lipo, 2003); onde $J_0(-\xi) = J_0(\xi)$ representa uma função de Bessel, oriunda da solução de algumas integrais realizadas nos desenvolvimentos.

Para análise do espectro harmônico da estratégia de chaveamento em questão, a observância dos parâmetros de (05) se faz obrigatória. As Figuras 06 e 07 representam o conteúdo harmônico das tensões de fase e linha, respectivamente, de um *CHB* de 5 níveis, onde f_c é a frequência da onda portadora.

Destaca-se inicialmente, como uma característica principal do espectro harmônico de fase desta configuração, um elevado componente na frequência da portadora, característica de modulações *PD*. Este tipo de modulação possui melhor desempenho em tensões de linha, uma vez que em um inversor trifásico essas componentes acabam por se cancelarem, melhorando o *THD* (distorção harmônica total).

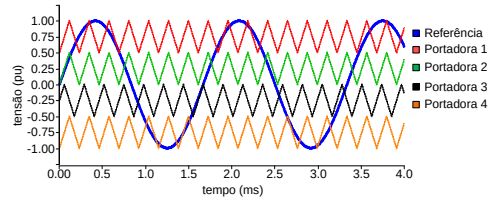


Figura 05. Modulação *PD*

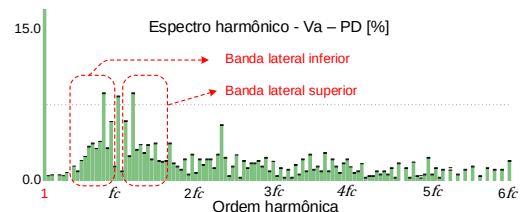


Figura 06. Espectro harmônico de tensão de fase - *PD*

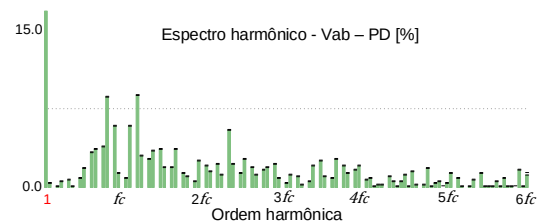


Figura 07. Espectro harmônico tensão de linha - *PD*

Outra característica desse arranjo é o aparecimento de bandas laterais ímpares em torno dos harmônicos pares múltiplos da portadora triangular, e de bandas laterais pares em torno de harmônicos ímpares múltiplos da portadora triangular.

Assim como em todas as estratégias baseadas em portadoras *PWM*, somente os harmônicos de terceira ordem são cancelados em tensão de linha. Desta maneira, esse cancelamento independe da frequência absoluta da onda portadora, confirmando, novamente, que a taxa dos harmônicos de terceira ordem influencia de forma considerável a performance do algoritmo de modulação.

Finalmente, deve ser notada uma disseminação substancial dos harmônicos de menor amplitude nas bandas laterais inferior e superior na região da frequência da portadora. É importante observar que estes são subharmônicos da frequência de chaveamento. Consequentemente não são afetados pela frequência da portadora exceto para sua atenuação. Resumidamente, para baixas frequências de portadoras esses subharmônicos podem ser significativos na frequência da fundamental e isso deve ser levado em conta em um sistema prático.

2.3 Phase Opposition Disposition (POD) e Alternative Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation (APOD)

A modulação *POD* utiliza as portadoras triangulares em fase acima da tensão zero e em contra fase abaixo (defasadas de 180° em relação às positivas) e pode ser observada na Figura 08. Já a modulação *APOD* utiliza as portadoras triangulares defasadas de 180° em relação às portadoras adjacentes e é representada na Figura 11.

O modelamento matemático por fase de um *CHB* utilizando *POD* é idêntico ao modelamento utilizando *APOD*, resultando na equação (6). A semelhança entre as estratégias permanece com o acréscimo de níveis de tensão, com pequenas diferenças a serem expostas.

As Figuras 09 e 10 representam o conteúdo harmônico das tensões de fase e linha, respectivamente, da estratégia de chaveamento *POD* para um *CHB* de 5 níveis. As Figuras 12 e 13 referem-se à estratégia de chaveamento *APOD*.

Uma característica importante dessas duas estratégias de chaveamento é que a *POD* e a *APOD* não produzem harmônicos na frequência da portadora. Em vez disso, a energia das harmônicas da frequência de portadora são canalizadas para as bandas laterais em torno da harmônica de suporte (Holmes & Lipo, 2003).

Consequentemente, uma vez que as bandas laterais da frequência de portadora estão longe das harmônicas de terceira ordem, e essas são canceladas num sistema trifásico, pode-se concluir que as modulações *POD* e *APOD* retêm mais energia harmônica em tensão de linha do que a modulação *PD*, refletindo num maior *THD* destas.

As maiores diferenças entre *POD* e *APOD* aparecem quando são adicionados mais níveis de tensão ao sinal. Desenvolveu-se, então, as novas equações (07) e (08), que representam o modelamento de um *CHB* de 5 níveis em *POD* e *APOD*, respectivamente a fim de se observar essa dissimilaridade (Holmes & Lipo, 2003).

Observa-se, assim, que a modulação *POD* não concentra os harmônicos nas frequências múltiplas da portadora, similarmente à modulação *APOD*. Porém, a modulação *APOD* concentra mais energia nos harmônicos vizinhos da terceira frequência da

$$V_a(t) = V_{CC}M_a \cos(\omega_0 t) + \frac{8V_{CC}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi M_a)}{[2k-1]} \cos([2m+1]\omega_c t) + \frac{2V_{CC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(2m\pi M_a) \cos(n\pi) \cos(2m\omega_c t + [2n-1]\omega_0 t) + \frac{8V_{CC}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2n-1}([2m-1]\pi M_a)[2k-1] \cos[n\pi]}{[2k-1+2n]} \cos([2m+1]\omega_c t + 2n\omega_0 t) \quad (05)$$

$$V_a(t) = V_{CC}M_a \cos(\omega_0 t) + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} J_{2n+1}(m\pi M_a) \cos(n\pi) \cos(m\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) \quad (06)$$

$$V_a(t) = 2M_a V_{CC} \cos(\omega_0 t) + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(4m\pi M_a) \cos(n\pi) \cdot \cos(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) + \frac{4V_{CC}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left[J_{2n-1}([2m-1]2\pi M_a) \cos k\pi \cdot \left\{ \frac{\pi}{2} - 2\varphi - \frac{\sin(2[2n-1]\varphi)}{[2n-1]} \right\} + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq -n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} \left[J_{2k-1}([2m-1]2\pi M_a) \cos k\pi \cdot 2 \left[\frac{\sin([2k-2n]\varphi)}{[2k-2n]} + \frac{\sin([2k-2n-2]\varphi)}{[2k-2n-2]} \right] \right] \right] \cdot \cos([2m-1]\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) \quad (07)$$

$$V_a(t) = 2V_{CC}M_a \cos(\omega_0 t) + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} J_{2n+1}(m\pi M_a) \cos([m+n]\pi) \cos(m\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) \quad (08)$$

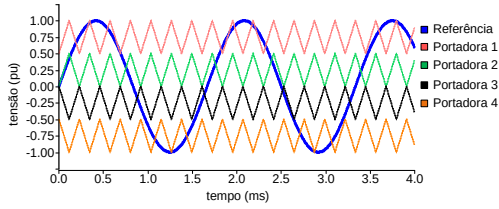


Figura 08. Modulação *POD*

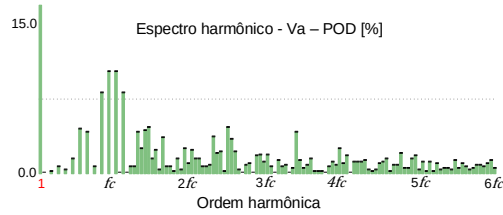


Figura 09. Espectro harmônico de tensão de fase - *POD*

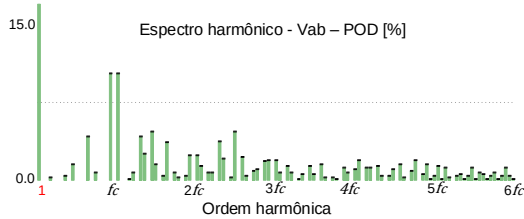


Figura 10. Espectro harmônico de tensão de linha - *POD*

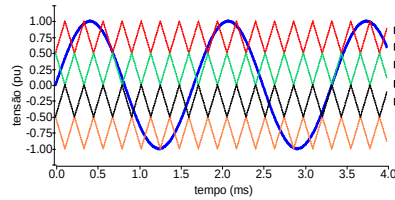


Figura 11. Modulação *APOD*

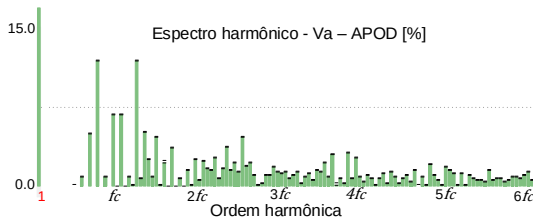


Figura 12. Espectro harmônico de tensão de fase - *APOD*

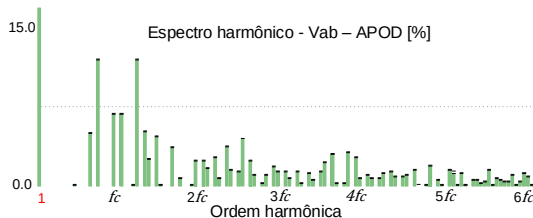


Figura 13. Espectro harmônico de tensão de linha - *APOD*

portadora, que são eliminados na tensão de linha, fato este que não ocorre na modulação *POD*, e a energia harmônica não é corretamente eliminada na tensão de linha, apresentando o pior resultado quando comparada com as demais estratégias de modulação.

2.4 Phase Shift Pulse Width Modulation (PS)

A estratégia de chaveamento *PS* consiste em uma referência senoidal que é comparada com portadoras

triangulares defasadas no tempo, conforme demonstrado na Figura 14.

O defasamento é calculado dividindo-se 360° pelo número níveis de tensão por fase (N) menos um, conforme (09).

$$\theta_{tri} = \frac{360}{(N - 1)} \quad (09)$$

Para o conversor de 5 níveis, (onde N é o número de níveis de tensão), e que contém 2 módulos por fase, tem-se um defasamento de 90° entre as portadoras.

Ao analisar (10) observa-se que para um conversor de 5 níveis, com quatro portadoras triangulares, será alcançado o cancelamento dos harmônicos das bandas laterais em torno de $4f_c$, onde f_c é a frequência das portadoras (Holmes & Lipo, 2003), (Camargo, 2015).

Nota-se, assim, que esse cancelamento se dará independente da razão entre a frequência das portadoras e a frequência da fundamental, sendo válido inclusive para relações muito baixas. Além disso, num sistema trifásico, ocorrerá o cancelamento dos harmônicos de terceira ordem em torno da portadora de ordem $2N$. As Figuras 15 e 16 representam o conteúdo harmônico das tensões de fase e linha, respectivamente, da estratégia de chaveamento *PS* para um *CHB* de 5 níveis.

Outra análise importante é a grande semelhança entre (08) e (10). Para conversores com maior quantidade de níveis pode-se afirmar que as estratégias de chaveamento *APOD* e *PS* são equivalentes. A única diferença é que na modulação *PS* o primeiro grupo de harmônicos aparece somente em torno do quádruplo da frequência da portadora (no caso de um conversor de cinco níveis), enquanto na modulação *APOD* o primeiro grupo de harmônicos aparece na frequência da portadora (Camargo et al., 2014).

2.5 Discontinuous Modulation

Nessa estratégia de chaveamento as portadoras em cada módulo de ponte completa por fase devem ser defasadas de 180° para que ambas não se cancelem. Assim, têm-se duas possibilidades: a primeira é que a modulação monofásica de dois níveis de cada módulo inverte o sinal da onda fundamental de referência e o sinal da onda da portadora entre dois módulos por fase da ponte completa; a segunda é que no *Discontinuous Modulation* também não se elimina o conjunto de primeiros harmônicos da frequência da portadora, mas uma vez que cada módulo da fase só chaveia durante uma metade da fundamental, então a frequência de chaveamento total pode ser considerada o dobro do valor de frequência de portadora. Consequentemente essa se torna uma abordagem mais atraente no que tange a aproximação com o *PD* – a melhor entre as estratégias por deslocamento de nível de tensão (*PD*, *POD* e *APOD*).

A equação (11) demonstra o espectro harmônico da estratégia de chaveamento em questão. Da Figura 17 à Figura 19, observa-se a dinâmica do *Discontinuous Modulation* para um *CHB* de 5 níveis: notam-se duas portadoras triangulares defasadas de 180° em relação uma à outra; observa-se que existem dois sinais de referência senoidal defasados de 180° . Determinado módulo de ponte completa do conversor compara as

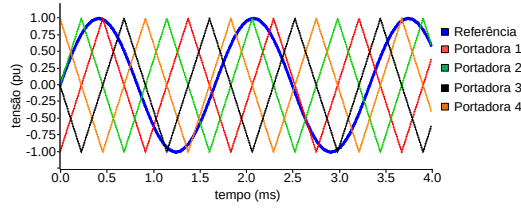


Figura 14. Modulação PS

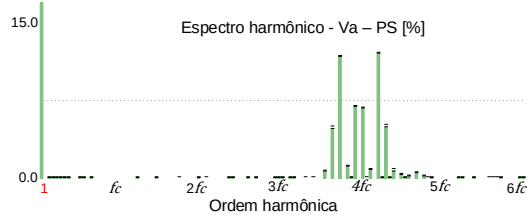


Figura 15. Espectro harmônico de tensão de fase - PS

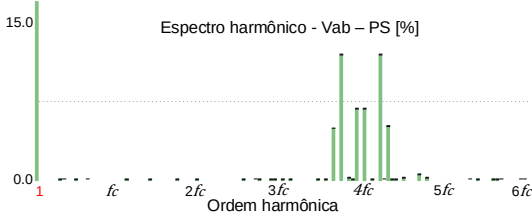


Figura 16. Espectro harmônico de tensão de linha - PS

metades superiores das meia-ondas de referência com uma das portadoras triangulares; e, o outro módulo do CHB compara as metades inferiores das meia-ondas de referência com a outra portadora triangular.

As Figuras 20 e 21 representam o conteúdo harmônico das tensões de fase e linha, respectivamente, da estratégia de chaveamento *Discontinuous Modulation*, para um CHB de 5 níveis.

Dessa maneira, nota-se que apesar de a frequência de chaveamento total ser o dobro da PD para uma mesma frequência de onda portadora, esta se torna a metade quando.

Outra característica inerente do PS e do *Discontinuous Modulation* é em relação ao tempo morto das chaves quando comparados às estratégias por nível, uma vez que nestas as chaves operam em apenas uma parte do ciclo (dependendo do nível do sinal de referência), ficando ociosas durante o restante do ciclo. Enquanto aquelas mantêm um chaveamento constante durante todo o ciclo.

Observa-se, novamente, que as portadoras invertidas em cada módulo por fase proporcionam o cancelamento do conjunto de primeiros harmônicos da portadora quando em tensão de linha.

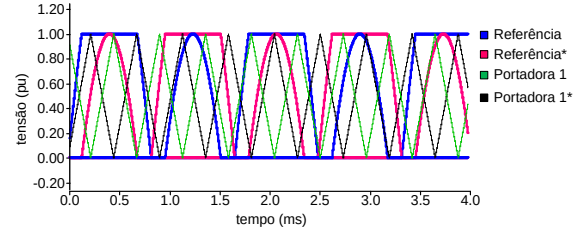


Fig. 17. Modulação *Discontinuous Modulation*

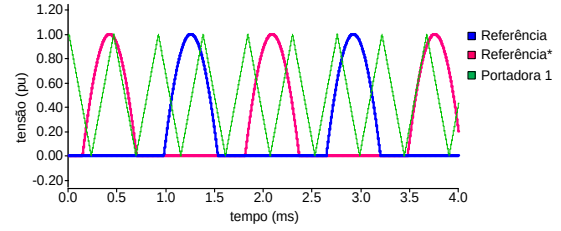


Fig. 18. Modulação *Discontinuous Modulation* – metades superiores

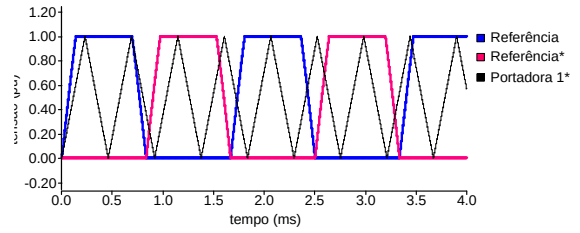


Fig. 19. Modulação *Discontinuous Modulation* – metades inferiores

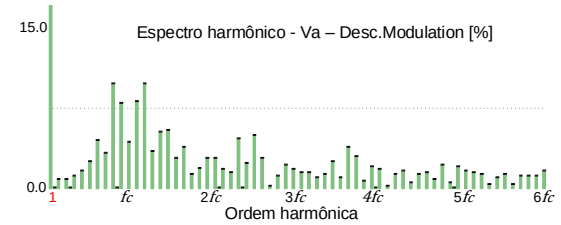


Fig. 20. Espectro harmônico de tensão de fase *Discontinuous Modulation*

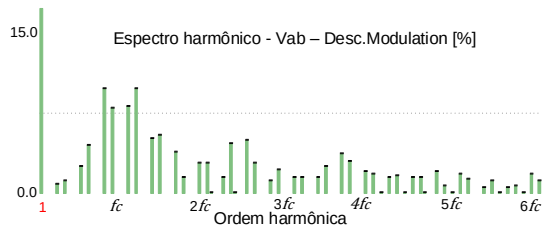


Fig. 21. Espectro harmônico de tensão de linha *Discontinuous Modulation*

$$V_a(t) = 5V_{CC}M_a \cos(\omega_0 t) - \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n-1}(Nm\pi M) \cos([Nm + n - 1]\pi) \times \cos(2Nm\omega_c t + [2n - 1]\omega_0 t) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} V_a(t) = & \frac{2V_{CC}M_a}{\pi} + V_{DC}M_a \cos(\omega_0 t) - \frac{4V_{CC}M_a}{\pi^2} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\cos n \frac{\pi}{2}}{[n + 1][n - 1]} \cos(n\omega_0 t) \\ & + \frac{8V_{CC}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}(m\pi M_a) \cos(m\omega_c t) \\ & + \frac{2V_{CC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m\pi M_a) \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \\ & - \frac{8V_{CC}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m\pi M_a) \frac{[2k-1] \cos n \frac{\pi}{2}}{[n-2k-1][n-2k+1]} \Big|_{|n| \neq 2k-1} \times \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \end{aligned} \quad (11)$$

3 Aplicação do Estudo

A fim de demonstrar a usabilidade e a utilidade do estudo em questão, o qual tem como objetivo auxiliar ao projetista de conversor a encontrar a melhor estratégia de chaveamento, bem como o melhor ponto de operação do mesmo, propõem-se um estudo simples de uma aplicação para o CHB como STATCOM.

Para esse exemplo é analisada uma estreita faixa operacional a fim de não ocorrer perdas de níveis de tensão, por valores inferiores de M_a (Camargo, 2015). Assim, este projeto apresenta apenas uma amostra de aplicação do CHB, sem se ater a questões como dimensionamento de capacitores e indutores, por exemplo.

O STATCOM proposto tem as seguintes características:

- Tensão de linha: 13,8 kV – 60Hz;
- Potência Máxima: 2 MVA;
- Variação de tensão: $\pm 5\%$;
- THD máximo: 8%;
- THD de harmônicos pares não múltiplos de 3: $\leq 2\%$;
- THD de harmônicos pares múltiplos de 3: $\leq 6\%$;
- THD de harmônicos múltiplos de 3: $\leq 5\%$.

Os valores foram determinados a fim de satisfazer uma condição limite proposta pelo PRODIST – Módulo 8 (ANEEL, 2017).

Inicialmente deve-se determinar a quantidade de chaves semicondutoras com base na corrente máxima e na tensão de trabalho das mesmas. Utilizando a tensão de linha, com sua variação percentual, e considerando, na pior das hipóteses, uma tensão sobre as chaves semicondutoras inferior a 4 kV, obteve-se módulos por perna conforme o equacionamento (12).

$$MOD = \frac{\sqrt[3]{2} \cdot 13,8k \cdot 1,05}{4k} = 5,12 \quad (12)$$

Onde MOD = quantidade de módulos por perna.

Portanto, a quantidade de módulos por célula definida foi de 6.

Com base nos dados do STATCOM, com o valor da sua corrente drenada ($I_{carga} = 83,7A$), especificou-se os 6 módulos de ponte completa (referência: ABB 5SNG0150P450300 – 4,5kV de tensão de trabalho e 150A de corrente máxima), isto é, um conversor de 13 níveis de tensão.

O próximo passo consiste em determinar a faixa de operação deste STATCOM, que deve se ater entre 95% e 105% da tensão de linha nominal da rede. Considerando que a tensão de referência de 13,8 kV tenha valor de 1pu, conclui-se, então, que o índice de modulação de amplitude (M_a) do conversor deverá excursionar entre 0,95 e 1,05.

Outro ponto de operação a ser incluído na decisão dos melhores parâmetros do CHB é a frequência da onda portadora triangular. Deve-se salientar que quanto menor o valor dessa frequência, menores são as perdas joule nas chaves. Contudo, para melhor sintetização das curvas de tensão, valores da frequência de chaveamento total menores do que

20 vezes o valor da onda fundamental não apresentam resultados satisfatórios.

Assim, foi adotada uma frequência de chaveamento total de 21 vezes a frequência da onda fundamental (uma vez que este valor, por ser múltiplo de 3, na maioria dos conversores têm seus harmônicos dessa ordem cancelados). Salienta-se que para as estratégias PD, POD e APOD, para uma frequência de chaveamento total de 21 vezes a fundamental, a frequência da portadora deverá ser de 1260 Hz; para a estratégia PS deverá ser 4 vezes menor que a última, isto é, 315 Hz; e por fim, para *Descontinuous Modulation* deverá ser o dobro da anterior, isto é: 630 Hz.

Dessa maneira foram gerados dois gráficos para comparação, a Fig. 22 e a Fig. 23, representando tensões de fase e linha, respectivamente.

Utilizando as duas imagens em questão, obtém-se subsídio para escolha da melhor estratégia de chaveamento para o conversor supracitado: a Figura 22 ilustra que para tensões de fase a estratégia proposta *Descontinuous Modulation* é a que apresenta o menor THD na maior parte da variação de M_a (acima de 0,98); e a Fig. 22 apresenta a estratégia PS como melhor para tensão de linha (M_a abaixo de 1,01)

Salienta-se também, que ambas as estratégias apresentaram THD de harmônicos pares não múltiplos de 3, de harmônicos pares múltiplos de 3 e de harmônicos múltiplos de 3 bem abaixo do proposto pela carga.

Assim, pela pouca diferença de THD entre a estratégia PS e *Descontinuous Modulation* na tensão de fase, e pelo melhor desempenho na tensão de linha (a qual tem seus parâmetros explicitados pelo PRODIST), optou-se pela estratégia PS. Assim, o conversor para a STATCOM proposto deverá ser composto de 6 módulos de ponte completa por fase, totalizando 13 níveis, utilizar chaves 4,5kV e 150A, e estratégia de chaveamento PS.

4 Conclusão

O trabalho consistiu da explanação acerca das diferentes estratégias de chaveamento PWM mais utilizadas para conversores multiníveis na literatura, versando sobre uma análise matemática profunda dos seus conteúdos harmônicos, através da transformada dupla de Fourier como ferramenta, e ressaltando as características inerentes de cada uma dessas estratégias aplicadas ao CHB com módulos de ponte completa.

Desta maneira, a fim de comparar o desempenho de cada uma das estratégias estudada, propôs-se uma aplicação prática em média tensão com uma estreita faixa de operação, a fim de atender os parâmetros de qualidade de energia previstos no PRODIST. Assim, se pôde determinar a melhor configuração para o STATCOM através dos parâmetros pré-estabelecidos e das condições limite impostas.

Com base nos resultados obtidos por simulação via software MATLAB e confirmados pelo software PSCAD/EMTDC, pode-se atestar que a análise do conteúdo harmônico de cada estratégia de chaveamento se apresenta como um estudo satisfatório para projetos e dimensionamentos acerca de CHBs,

proporcionando agilidade e confiabilidade ao projetista de conversor, subsidiando de maneira eficaz algumas das suas escolhas.

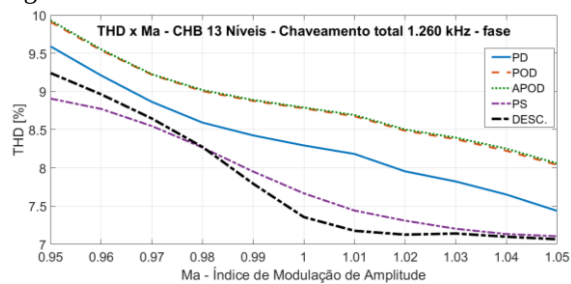


Fig. 22. THD entre estratégias de chaveamento - fase

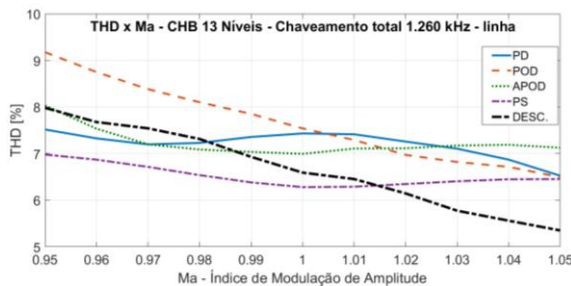


Fig. 23. THD entre estratégias de chaveamento - linha

Agradecimentos

Os autores agradecem à Universidade Federal do Espírito Santo pela disponibilização do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos para os devidos testes, ao Instituto Federal do Espírito Santo – Ifes pela disponibilidade dos pesquisadores.

Referências Bibliográficas

- Akagi, H., Fujita, H., Yonetani, S. & Kondo, Y., 2008. A 6.6kV transformerless STATCOM based on a five level diode-clamped PWM converter: system design and experimentation of a 200V 10kVA laboratory model. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v.44, n2, Março/Abril, pp. 672-680.
- ANEEL, A. N. d. E. E., 2017. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*, Brasília: s.n.
- Basante, A. P., Ceballos, S. & Konstantinou, G., 2018. A Universal Formulation for Multilevel Selective Harmonic Elimination - PWM with Half-Wave Symmetry. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP(99).
- Bowes, S. & Bird, B. M., 1975. Novel Approach to the Analysis and Synthesis of Modulation Processes in Power Converters. *IEEE proceedings*, Maio, 122(5), pp. 507-513.
- Bum-Seok, S., Sinha, G., Manjrekar, M. D. & Lipo, T. A., 1998. *Multilevel Power Conversion - An Overview Of Topologies And Modulation Strategies*. s.l., s.n., pp. 11-24.
- Camargo, R. S., 2015. *Desenvolvimento Matemático de MMC Utilizando a Estratégia de Chaveamento PSCPWM*. Vitória(ES): Dissertação de Mestrado - UFES.
- Camargo, R. S. et al., 2018. Design and Analysis Methodology for Modular Multilevel Converters (MMC). *IEEE Latin America Transactions*, 16(4), pp. 1105 - 1112.
- Camargo, R. S., Nunes, W. T. & Encarnação, L. F., 2014. *Análise Harmônica de PSCPWM Aplicada a MMC Utilizando Transformada Dupla de Fourier*. Juiz de Fora, s.n.
- Encarnação, L. F., 2009. *Compensador síncrono estático multinível em média tensão para sistemas de distribuição*. Rio de Janeiro: Tese de Doutorado - COPPE/UFRJ.
- Encarnação, L. F. & Aredes, M., 2012. Proposta de um Chaveamento PWM Otimizado para um Conversor Multinível em Cascata Assimétrico. *Eletrônica de Potência*, junho/agosto, Volume 17, pp. 601-608.
- EPE, 2017. *Empresa de Pesquisa Energética, Balanço Energético Nacional*, Brasília: Ministério das Minas e Energia.
- Holmes, D. G. & Lipo, T. A., 2003. *Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice*. New York(NY): John Wiley & Sons, Inc..
- Lesnicar, A. & Marquardt, R., 2003. *An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range*. Bologna, s.n.
- Liang, Y. & Nwankpa, C., 1998. A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted unipolar SPWM. St. Louis, s.n., pp. 978-985.
- McGrath, B. & Holmes, D., 2000. A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters. *Power Electronics Specialists Conference*, Volume 2, pp. 674-679.
- McGrath, B. P. & Holmes, D. G., 2002. An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier based PWM methods. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, agosto, 49(Nº4), pp. 724-738.
- McGrath, B. P., Holmes, D. G. & Meynard, T., 2006. Reduced PWM harmonic distortion for multilevel inverters operating over a wide modulation range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Julho.21(4).
- Meynard, T. A. & Foch, H., 1992. Multilevel Conversion: High Voltage Choppers and Voltage Source Inverters. *Proceedings of the 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, v.1, Junho, pp. 397-403.
- Nabae, A., Takahashi, I. & Akagi, H., 1981. A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter. *IEEE Transaction on Industry Applications*, v17, Setembro/Outubro, pp. 518-523.
- Rodriguez, J., Lai, J. S. & Peng, F. Z., 2002. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Agosto.49(4).