

PROPOSTA DE UM CHAVEAMENTO PWM OTIMIZADO PARA UM CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA ASSIMÉTRICO

Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Vitória – ES
lucas@ele.ufes.br

Mauricio Aredes
Universidade Federal do Rio de Janeiro
Programa de Engenharia Elétrica
Rio de Janeiro - RJ
aredes@lemt.ufrj.br

Resumo – Este artigo apresenta uma proposta de modulação híbrida, combinando a modulação em degrau convencional com a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) descontínua, aplicada aos conversores multiníveis em cascata assimétricos. O desempenho da modulação híbrida proposta neste trabalho será comparada com duas estratégias híbridas convencionais por meio de resultados de simulação e experimentais. O conversor multinível implementado é composto por três inversores monofásicos, em ponte completa, por fase. Por fim, um compensador síncrono estático aplicado a redes de distribuição de média tensão (DSTATCOM) é implementado no intuito de validar experimentalmente a estratégia de modulação proposta.

Palavras-Chave – Compensador Síncrono Estático (STATCOM), Conversor Multinível, Modulação por Largura de Pulso, Qualidade de Energia Elétrica.

A PROPOSAL PWM STRATEGY FOR ASYMMETRIC CASCADED CONVERTERS

Abstract – In this paper is presented a proposal of hybrid modulation, combining the conventional staircase modulation with the discontinuous PWM (*Pulse Width Modulation*), applied to the asymmetric cascaded multilevel converters. The proposed hybrid modulation performance is compared with two conventional hybrid modulations by simulation and experimental results. The multilevel converter is composed by three full – bridge single – phase inverters per phase. Lastly, a synchronous static compensators applied in medium voltage distribution systems (DSTATCOM) is considered in order to validate experimentally the proposed modulation strategy.

Keywords – Multilevel Converter, Static Synchronous Compensator (STATCOM), Power Quality, Pulse Width Modulation.

I. INTRODUÇÃO

O crescimento da demanda de energética aliado a modernização das plantas industriais, registrados nas últimas décadas, resultaram na proliferação de equipamentos eletro-eletrônicos conectados diretamente a rede de distribuição de média tensão. Em geral, estes equipamentos

precisam de uma qualidade de energia controlada para funcionarem adequadamente. Portanto, a necessidade de garantir um padrão mínimo de qualidade no fornecimento de energia elétrica incentivou o desenvolvimento de equipamentos *custom power* específicos para conexão nas redes de média tensão, que eram tipicamente dimensionados para redes de baixa tensão.

Entre os equipamentos supracitados, destaca-se o compensador síncrono estático, que é capaz de controlar, em tempo real, a potência reativa no ponto de acoplamento de forma a regular a tensão do barramento ou corrigir o fator de potência de uma instalação [1].

A recente demanda do setor industrial em equipamentos de qualidade de energia com potência elevada despertou o interesse da comunidade de eletrônica de potência, que identificou nos conversores multiníveis uma grande potencialidade de viabilizar o uso de equipamentos chaveados em aplicações na média tensão [2]-[5]. De fato, os conversores multiníveis apresentam diversas vantagens quando comparados com os conversores convencionais, tais como capacidade de operar em sistemas com tensões elevadas, utilização de dispositivos semicondutores de menor potência, maior número de degraus na tensão de saída resultando assim numa forma de onda com um conteúdo harmônico reduzido e redução de frequência de chaveamento por componente [6].

Dentre as diversas topologias multiníveis as mais difundidas na literatura estão os conversores grampeados a diodos (*diode clamped*) e os conversores em cascata, simétrico ou assimétrico (*symmetric/asymmetric cascaded*) [7]. Na teoria, todas as topologias multiníveis possuem características semelhantes. Contudo, os conversores em cascata assimétricos possuem a vantagem, quando comparados com as demais topologias, de sintetizar uma mesma tensão multinível utilizando um número mínimo de componentes semicondutores [5],[6]. A principal desvantagem dessa topologia é devido à mesma possuir uma estrutura com capacitores isolados, o que dificulta a implementação de uma configuração *back-to-back* quando é necessário trocar grandes parcelas de potência ativa de forma a balancear as tensões dos capacitores isolados [7]. Contudo, o princípio de funcionamento dos compensadores síncronos estáticos, equipamento considerado neste trabalho, é puramente reativo exigindo somente uma pequena parcela de potência ativa para regular os capacitores isolados que compõe o conversor multinível considerado [7],[8].

De fato, a escolha de uma topologia adequada de acordo com o tipo de aplicação é essencial para melhorar o desempenho do conversor multinível. Entretanto, apenas a escolha da topologia não garante um desempenho otimizado.

Artigo submetido em 07/03/2012. Primeira revisão em 16/04/2012, segunda revisão em 22/06/2012. Aceito para publicação em 30/06/2012 por recomendação do editor Henrique A.C. Braga.

A escolha de uma estratégia de chaveamento adequada é tão importante quanto à escolha da topologia. Nesse contexto, o presente trabalho apresenta uma comparação de três estratégias de modulação por largura de pulso (*PWM*) de forma a alcançar um conteúdo harmônico total reduzido com o mesmo número de chaveamentos por ciclo para um conversor em cascata assimétrico.

II. CONVERSOR EM CASCATA ASSIMÉTRICO

Basicamente, o circuito de potência dos conversores em cascata assimétricos é composto por inversores monofásicos em ponte completa, com diferentes níveis de tensões e potências, conectados em série. A quantidade de módulos que irão compor o conversor está associada com a tensão do barramento e/ou nível máximo de conteúdo harmônico total (*THD*) desejado na tensão de saída do conversor. Usualmente, a quantidade de módulos em série é calculada de acordo com o limite máximo de *THD* definido pelos padrões de conexão de rede em vigor.

Atualmente, existem dois padrões no Brasil que são utilizados como referência para definir os limites máximos, individuais e coletivos, do conteúdo harmônico. A primeira referência é uma recomendação internacional do *IEEE* que sugere um limite máximo de *THD* de tensão de 5% em sistemas com tensões inferiores a 69 kV [9]. A segunda referência é uma norma nacional da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) que define um limite máximo de *THD* de tensão de 8% em sistemas com tensões entre 1 kV e 13,8 kV [10]. Nesse contexto, uma análise preliminar foi realizada pelos autores em [11], onde o conversor em cascata assimétrico foi modulado com a estratégia de chaveamento em degrau variando-se a quantidade de módulos em série, de forma a especificar o número mínimo de módulos a ser utilizado para atender ambos os limites sugeridos. Como conclusão deste trabalho foi verificado que é necessário utilizar, no mínimo, três módulos em série por fase, resultando em uma tensão de saída com um *THD* de aproximadamente 2%. A Figura 1 apresenta o conversor em cascata assimétrico, composto por nove módulos independentes conectados em estrela, para a aplicação em uma rede de distribuição trifásica de média tensão.

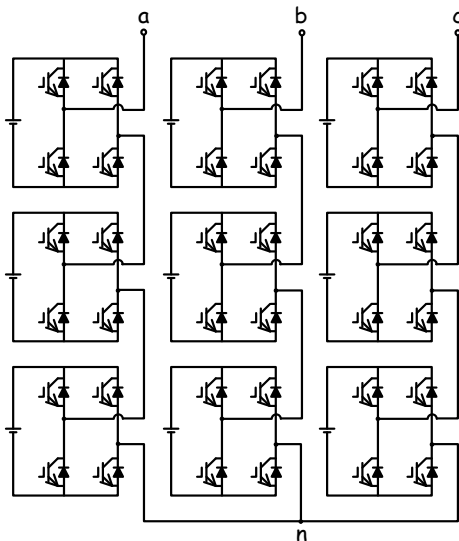


Fig. 1. Conversor multinível em cascata assimétrico.

III. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PRINCIPAL

A estratégia de modulação principal, comumente utilizadas em conversores em cascata assimétricos, é composta pela modulação em degrau combinada com a modulação por largura de pulso (*PWM*). Os módulos de tensão e potência mais elevados operam com frequências menores (modulação por degrau) transferindo a maior parte da energia necessária, enquanto os módulos de tensão e potência inferiores operam com frequências maiores (*PWM*), reduzindo o conteúdo harmônico da tensão de saída. A Figura 2 ilustra a estratégia de modulação principal aplicada ao conversor multinível em cascata assimétrico utilizada neste trabalho.

As tensões dos capacitores que compõe o conversor multinível são calculadas de acordo com (1) de forma a alcançar uma tensão máxima de saída, com níveis igualmente espaçados, para a estratégia de modulação adotada [12]. Portanto, no caso de um conversor em cascata assimétrico com três módulos por fase ($n = 3$), a relação das tensões calculadas dos capacitores serão $V_1 = V_{cc}$, $V_2 = 2V_1 = 2V_{cc}$ e $V_3 = 2(V_1 + V_2) = 6V_{cc}$, respectivamente.

$$V_n = 2 \sum_{k=1}^{n-1} V_k \quad n \geq 2 \quad (1)$$

IV. ANÁLISE DAS ESTRATÉGIAS PWM

Apesar da estratégia de modulação principal apresentar uma tensão de saída com um conteúdo harmônico baixo, a mesma pode otimizada, sem acréscimo do número total de chaveamentos, apenas com a escolha adequada da técnica de *PWM*, alcançando um conteúdo harmônico superior, ou seja, com harmônicos de menor amplitude. De fato, a estratégia de chaveamento *PWM* não é devidamente investigada, na prática são utilizadas apenas as estratégias *PWM* convencionais, tais como o chaveamento bipolar e unipolar. Como consequência, o cancelamento harmônico obtido na tensão de saída não é otimizado. Portanto, com o objetivo de alcançar a melhor resposta harmônica para o conversor em cascata assimétrico proposto (Figura 1), o módulo de menor potência será acionado com três estratégias distintas de *PWM* (bipolar, unipolar e descontínua), enquanto os módulos de maior potência serão modulados com a modulação por degrau, conforme apresentado na Figura 2.

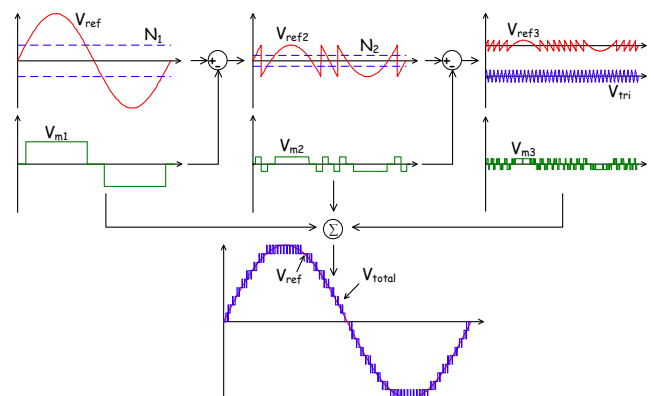


Fig. 2. Estratégia de modulação para o conversor assimétrico.

A. Modulação Degrau e PWM Bipolar

Na estratégia de modulação bipolar a célula de menor potência é acionada através da comparação de uma única portadora triangular e um único sinal de referência, conforme ilustrado na Figura 3. Nesse caso, para sintetizar uma tensão positiva nos terminais de saída do módulo de menor potência (V_{A3}) o primeiro ramo do conversor (V_{LA1}) é chaveado para uma tensão positiva, enquanto o segundo ramo do conversor (V_{LA2}) é chaveado para uma tensão negativa.

A tensão de fase (V_{AN}) e de linha (V_{AB}) de saída do conversor multinível, as tensões de cada ramo (V_{LA1} e V_{LA2}) e de saída do módulo de menor potência (V_{A3}) com a estratégia de modulação *PWM* bipolar estão apresentadas na Figura 4. A frequência de chaveamento da portadora triangular e, conseqüentemente, de cada ramo do conversor foi ajustada para 4980 Hz. Conforme pode ser observado na Figura 4, a frequência resultante de chaveamento do módulo de menor potência, com acionamento bipolar, é idêntica a frequência real de chaveamento obtida em cada um dos ramos que compõe o conversor. Portanto, nenhuma vantagem de eliminação harmônica, para a tensão de fase, é obtida com a utilização desta técnica de chaveamento. O *THD* das tensões de fase e de linha são de 11,8% e 6,3%, respectivamente.

B. Modulação Degrau e PWM Unipolar

Na estratégia de modulação unipolar a célula de menor potência é acionada através da comparação de uma única portadora triangular com dois sinais de referência em contra-fase, conforme ilustrado na Figura 5. Nesta técnica de modulação cada ramo do conversor é acionado de forma independente. Portanto, quando ambos os ramos do conversor são acionados para um mesmo nível, seja ele $+IV_{cc}$ ou $-IV_{cc}$, a tensão de saída do módulo de menor potência (V_{A3}) será zero. Devido a essa nova combinação de chaveamento, é possível sintetizar na saída do inversor um terceiro nível de tensão ($V_{A3} = 0V$) que resultará em um desempenho harmônico superior quando comparado com a técnica bipolar. A tensão de fase (V_{AN}) e de linha (V_{AB}) de saída do conversor multinível, as tensões de cada ramo (V_{LA1} e V_{LA2}) e de saída (V_{A3}) do módulo de menor potência com a estratégia de modulação *PWM* unipolar estão apresentadas na Figura 6. A frequência de chaveamento da portadora triangular e, conseqüentemente, de cada ramo do conversor foi ajustada para 4980 Hz. Nesse caso, conforme por ser observado na Figura 6, a frequência resultante de chaveamento do módulo de menor potência, com acionamento unipolar, corresponde a 9960 Hz.

Portanto, com a utilização da estratégia de chaveamento unipolar, é possível aumentar a frequência de chaveamento resultante sem aumentar o número total de chaveamento por ciclo. A melhora do desempenho harmônico do conversor pode ser verificada no *THD* da tensão de fase e de linha do conversor multinível, que foram reduzidas para 5,3% e 4,5%, respectivamente. A modulação em degrau combinada com o *PWM* unipolar atinge um equivalente harmônico idêntico as estratégias de modulação *PSCPWM*, aplicada aos conversores em cascata simétricos, e *APOD* aplicada aos conversores gramepados a diodos. Contudo, o conversor em cascata assimétrico utiliza uma menor quantidade de componentes.

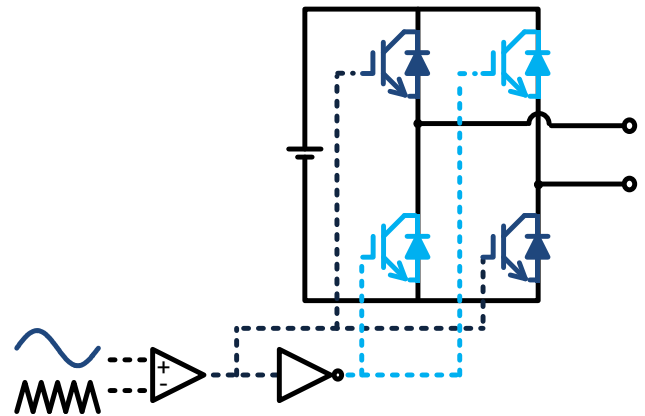


Fig. 3. Acionamento do módulo de menor potência com a estratégia de chaveamento *PWM* bipolar.

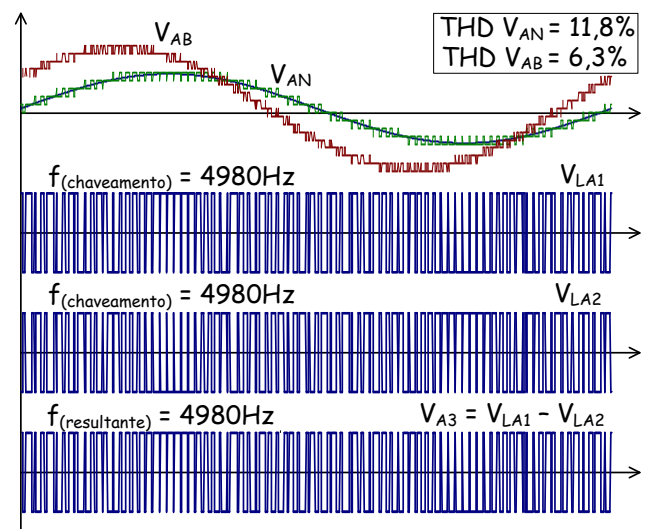


Fig. 4. Tensões de saída com a estratégia de chaveamento *PWM* bipolar.

C. Modulação Degrau e PWM Descontínuo proposta

Na estratégia de modulação descontínua a célula de menor potência é acionada através da comparação de duas portadoras triangulares em contra-fase com dois sinais de referência modificados, conforme ilustrado na Figura 7.

Nesta técnica os sinais de referências são manipulados de forma que quando uma tensão positiva de saída é exigida, apenas o primeiro ramo do conversor é acionado com a técnica *PWM*, enquanto o segundo ramo é bloqueado. O inverso ocorre quando uma tensão negativa de saída é exigida, apenas o segundo ramo do conversor é acionado com a técnica *PWM*, enquanto o primeiro ramo é bloqueado [13].

Pode-se observar na Figura 7 que cada ramo do inversor é modulado apenas durante meio período. Portanto, caso a frequência da portadora triangular seja mantida, em relação à técnica bipolar e unipolar, o número de chaveamento por ciclo da estratégia *PWM* descontínua será inferior. Neste caso, com o objetivo de normalizar a quantidade de chaveamentos por ciclo, as frequências das portadoras triangulares deverão ser dobradas para 9960 Hz.

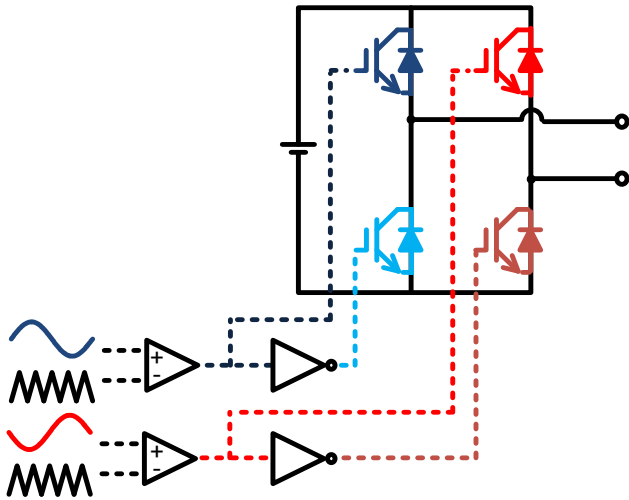


Fig. 5. Acionamento do módulo de menor potência com a estratégia de chaveamento PWM unipolar.

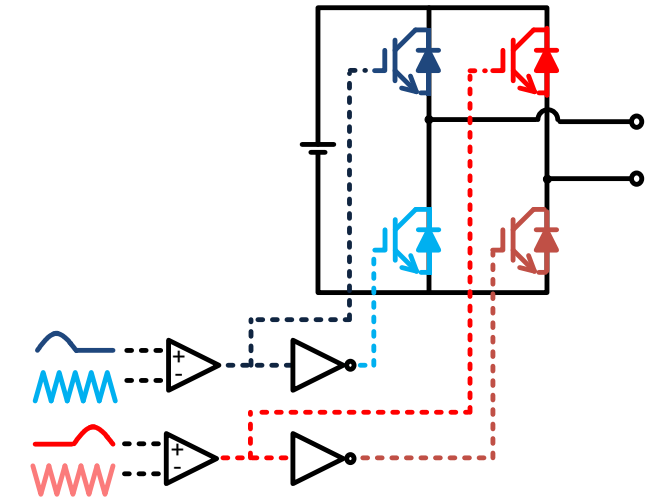


Fig. 7. Acionamento do módulo de menor potência com a estratégia de chaveamento PWM descontinuo proposta.

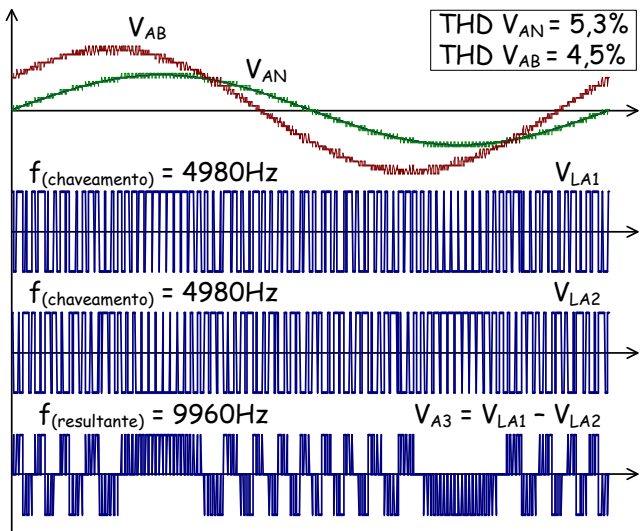


Fig. 6. Tensões de saída com a estratégia de chaveamento PWM unipolar.

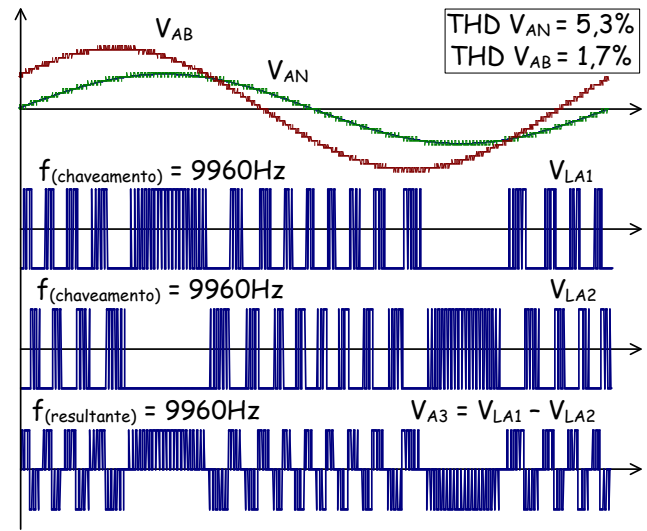


Fig. 8. Tensões de saída com a estratégia de chaveamento PWM descontinuo proposta.

A tensão de fase (V_{AN}) e de linha (V_{AB}) de saída do conversor multinível, as tensões de cada ramo (V_{LA1} e V_{LA2}) e de saída (V_{A3}) do módulo de menor potência com a estratégia de modulação *PWM* descontinua estão apresentadas na Figura 8. A frequência de chaveamento resultante e de cada ramo do inversor é de 9960 Hz.

Numa primeira análise, pode-se dizer que a vantagem de dobrar a frequência resultante de chaveamento é perdida. Entretanto, a técnica de chaveamento descontinua também consegue sintetizar três níveis de tensão de saída nos terminais do inversor, assim como na estratégia unipolar. Além disso, a estratégia de modulação descontinua ainda apresenta uma melhor performance harmônica, que será devidamente explicada na próxima seção, tendo uma performance harmônica superior as demais estratégias de modulação, alcançando um *THD* de fase e de linha de 5,3% e 1,7%, respectivamente. A modulação em degrau combinada com o *PWM* descontinua atinge um equivalente harmônico idêntico a estratégia de modulação *PD*, aplicada aos conversores grampeados a diodos, que é a estratégia multinível que apresenta o menor conteúdo harmônico.

D. Análise Harmônica das Estratégias *PWM*

Os espectros harmônicos das tensões de fase (V_{AN}) e de linha (V_{AB}) sintetizadas pelo conversor multinível com as três estratégias de modulação *PWM* serão analisadas nesta seção de forma a comparar as vantagens e desvantagens de cada técnica de modulação.

Conforme mencionado anteriormente, a estratégia *PWM* bipolar utiliza apenas uma portadora triangular e um sinal de referência. Portanto, a tensão do primeiro ramo do inversor será exatamente o contrário da tensão do segundo ramo inversor. Essa técnica de modulação concentra a maior parte da energia harmônica diretamente na frequência da portadora (ver Figura 9), para todas as três fases do inversor, independentemente da fase do sinal de referência. Portanto, essa energia harmônica concentrada em modo comum consegue ser facilmente eliminada nas tensões de linha (ver Figura 10). Entretanto, a grande desvantagem dessa modulação é que os chaveamentos dos dois ramos do inversor ocorrem no mesmo instante, resultando em uma frequência de chaveamento final idêntica aos ramos do inversor (ver Figura 4).

A modulação *PWM* unipolar utiliza sinais de referência distintos para cada ramo do inversor (ver Figura 5). Nesse caso os chaveamentos dos dois ramos do inversor ocorrem em instantes diferentes, o que resulta numa frequência de chaveamento final dobrada (ver Figura 11), resultando em uma melhora no espectro harmônico quando comparada com a modulação *PWM* bipolar. Por outro lado, a modulação *PWM* unipolar distribui a energia harmônica nas componentes laterais no dobro da frequência da portadora (ver Figura 11), dificultando o cancelamento destes harmônicos na tensão de linha, visto que os harmônicos laterais não são independentes da fase do sinal de referência (ver Figura 12).

Portanto, para se obter uma melhor performance harmônica, a estratégia *PWM* descontínua combina as vantagens das estratégias bipolar e unipolar, que são a diminuição dos harmônicos laterais e ampliação da frequência de amostragem, respectivamente. Para isso, o *PWM* descontínuo utiliza duas portadoras triangulares em contra-fase para cada ramo do inversor com o objetivo de concentrar a energia harmônica diretamente na frequência da portadora, assim como a modulação *PWM* bipolar. Contudo, baseado apenas nesta premissa, a vantagem da modulação de três níveis, superior a modulação de dois níveis, seria perdida, a não ser que os sinais de referências sejam manipulados de forma a alcançar a modulação descontínua (ver Figura 7) [13].

A partir da manipulação dos sinais de referência, a estratégia de modulação descontínua proposta consegue concentrar a energia harmônica diretamente na frequência da portadora, independente da fase dos sinais de referência, ou seja, em modo comum, da forma semelhante à modulação bipolar (ver Figura 13).

Cabe ainda ressaltar que a modulação de três níveis não é perdida e a frequência das portadoras triangulares são dobradas com o objetivo de normalizar a quantidade de chaveamento por ciclo do inversor. Portanto, o espectro harmônico da tensão de linha com a modulação descontínua agrega as vantagens das estratégias de modulação bipolar e unipolar, eliminando a energia harmônica em modo comum, mantendo a modulação de três níveis e dobrando a frequência de chaveamento resultante (ver Figura 14).

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar a análise apresentada, resultados experimentais foram obtidos a partir de um protótipo de 2,0 kVA do conversor multinível em escala reduzida.

O circuito de potência do protótipo experimental foi desenvolvido de acordo com o esquemático apresentado na Figura 1. O protótipo experimental foi desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência e Media Tensão – LEMT da COPPE/UFRJ.

A Figura 15 apresenta uma visão geral do protótipo, evidenciando os conversores monofásicos que compõem o circuito de potência, enquanto a Figura 16 apresenta em detalhe os circuitos de medição, condicionamento e controle do protótipo.

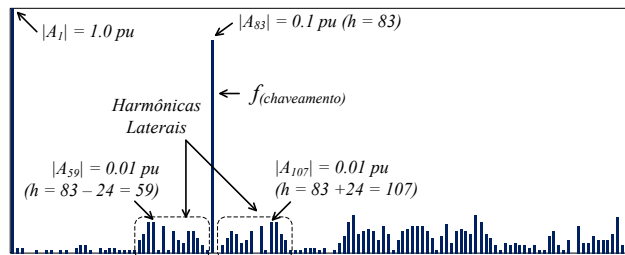


Fig. 9. Espectro harmônico da tensão V_{AN} com PWM bipolar.

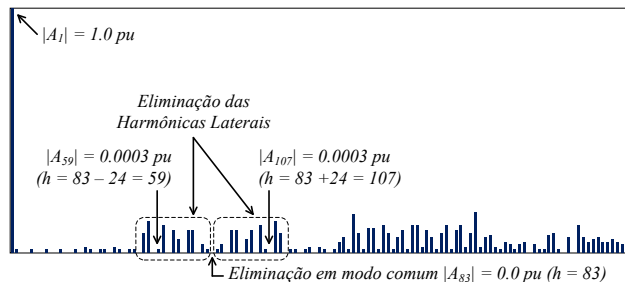


Fig. 10. Espectro harmônico da tensão V_{AB} com PWM bipolar.

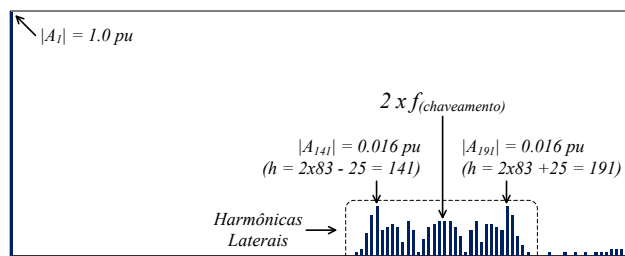


Fig. 11. Espectro harmônico da tensão V_{AN} com PWM unipolar.

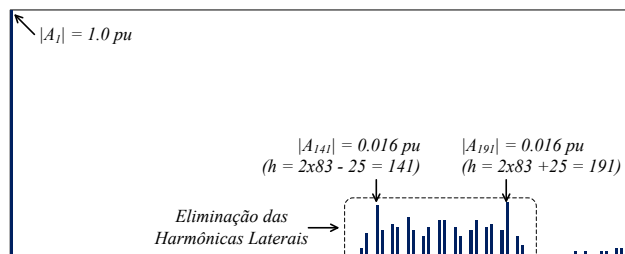


Fig. 12. Espectro harmônico da tensão V_{AB} com PWM unipolar.

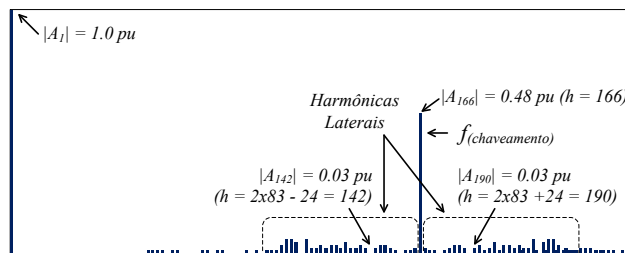


Fig. 13. Espectro harmônico da tensão V_{AN} com PWM descontínuo.

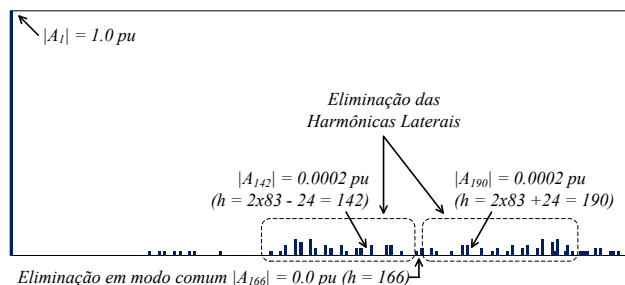


Fig. 14. Espectro harmônico da tensão V_{AB} com PWM descontínuo.



Fig. 15. Protótipo do conversor multinível – Vista geral: Conversores, Indutores e cabeamento.



Fig. 16. Protótipo do conversor multinível – Detalhe: Placas de medição, condicionamento e controle.

O protótipo experimental foi testado com a mesma estratégia de chaveamento principal, devidamente apresentada na seção III, com as três modulações *PWM* analisadas na seção IV.

Os resultados experimentais do protótipo do conversor multinível com as três modulações *PWM* (bipolar, unipolar e descontínua), estão apresentados nas Figuras 17, 18 e 19, respectivamente.

As tensões de fase e de linha do conversor multinível, com os seus respectivos conteúdos harmônicos, e a tensão do módulo de menor potência, modulado com as três estratégias em análise, são apresentados de forma a auxiliar na análise dos resultados experimentais.

A. Modulação Degrau e *PWM* Bipolar

A Figura 17 apresenta os resultados experimentais do conversor multinível com a estratégia *PWM* bipolar combinada com a modulação em degrau. O *THD* da tensão de fase e de linha são 11,9% e 5,2%, respectivamente. Conforme pode ser observado na Figura 17, a tensão sintetizada pelo módulo de menor potência ($V_{bipolar}$) apresenta apenas dois níveis de tensão (positivo e negativo), o que resulta em uma tensão de fase do conversor multinível de apenas 10 níveis de tensão. Outra característica importante desta modulação é a grande redução do *THD* da tensão de fase para a tensão de linha (11,9% para 5,2%), que só é possível devido à concentração da maior parte da energia harmônica na frequência da portadora triangular em modo comum em todas as fases do conversor multinível.

B. Modulação Degrau e *PWM* Unipolar

A Figura 18 apresenta os resultados experimentais do conversor multinível com a estratégia *PWM* unipolar combinada com a modulação em degrau. O *THD* da tensão de fase e de linha são 5,5% e 4,7%, respectivamente, comprovando um desempenho superior da estratégia unipolar quando comparada com a estratégia bipolar. A tensão sintetizada pelo módulo de menor potência ($V_{unipolar}$) apresenta a vantagem de possuir três níveis de tensão (positivo, negativo e zero), aumentando a quantidade de níveis da tensão de fase do conversor multinível para 19 níveis. Contudo, a redução do *THD* da tensão de fase para a tensão de linha ficou comprometida (apenas de 5,5% para 4,7%), devido à distribuição das componentes harmônicas em todas as fases do conversor multinível.

C. Modulação Degrau e *PWM* Descontínuo proposta

A Figura 19 apresenta os resultados experimentais do conversor multinível com a estratégia *PWM* descontínuo combinada com a modulação em degrau. O *THD* da tensão de fase e de linha são 4,3% e 3,6%, respectivamente. Como pode ser observada, a estratégia descontínua consegue manter a vantagem da modulação de três níveis, mantendo a quantidade de níveis da tensão de fase do conversor multinível em 19 níveis. Além disso, conforme era esperado, a estratégia descontínua apresentou o melhor desempenho quando comparada com as modulações convencionais, comprovando a superioridade harmônica.

D. Análise Harmônica dos Resultados Experimentais

As Figuras 20, 21 e 22 apresentam os espectros harmônicos das tensões de fase sintetizadas pelo conversor multinível com as três estratégias em análise. Os espectros harmônicos obtidos na bancada experimental corroboram com os resultados obtidos via simulação, conforme apresentados nas Figuras 9, 11 e 13.

As mesmas conclusões obtidas através das análises harmônicas realizadas nos resultados de simulação podem ser aplicadas aos espectros harmônicos obtidos na bancada experimental. Por exemplo, pode-se observar que na modulação bipolar o conteúdo harmônico da tensão de fase é concentrado na frequência de chaveamento (Figura 20) e que o na modulação unipolar o conteúdo harmônico da tensão de fase é distribuído nos harmônicos laterais no dobro da frequência de chaveamento (Figura 21).

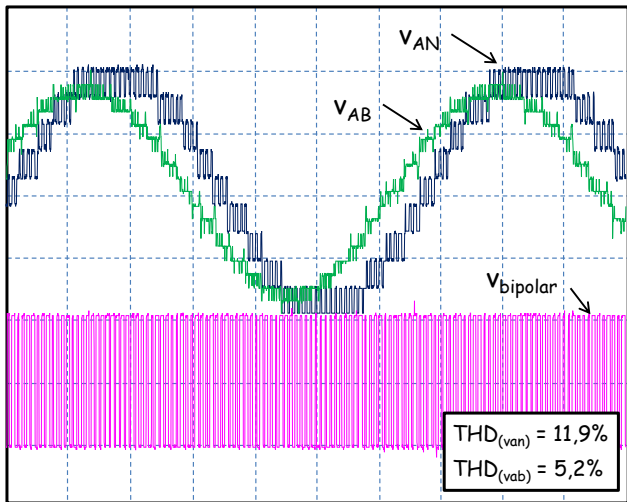


Fig. 17. Tensões de fase, linha e do módulo de menor potência com a modulação PWM bipolar

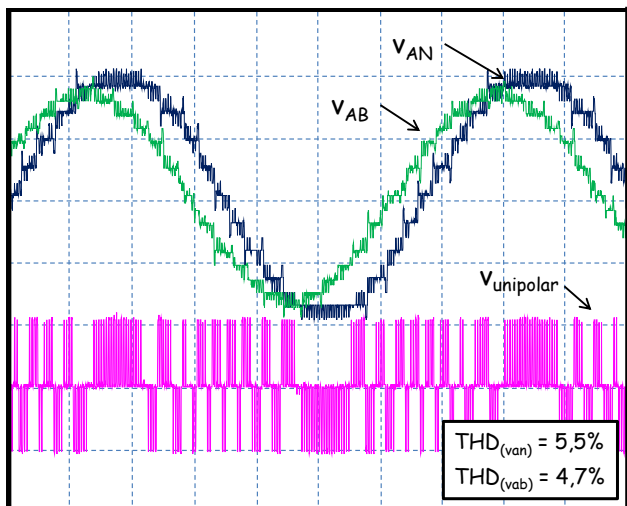
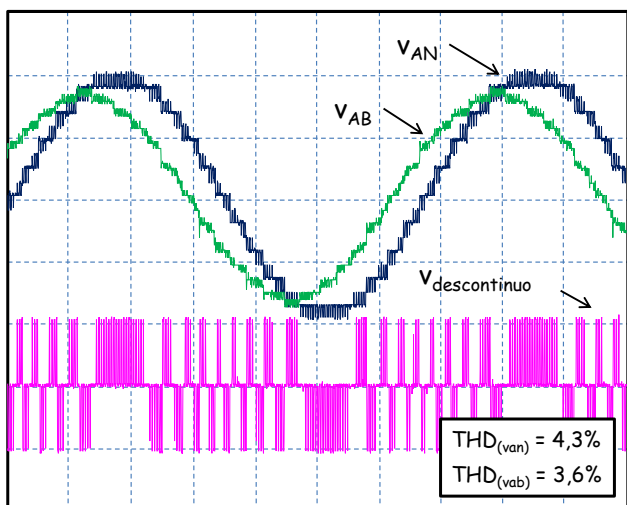


Fig. 18. Tensões de fase, linha e do módulo de menor potência com a modulação PWM unipolar.



Ch1, DC coupling, 1.0E2 V/div, 2.5E-3 s/div, 2500 points, Sample mode
 Ch2, DC coupling, 2.0E2 V/div, 2.5E-3 s/div, 2500 points, Sample mode
 Ch3, DC coupling, 2.0E1 V/div, 2.5E-3 s/div, 2500 points, Sample mode

Fig. 19. Tensões de fase, linha e do módulo de menor potência com a modulação PWM descontinua proposta.

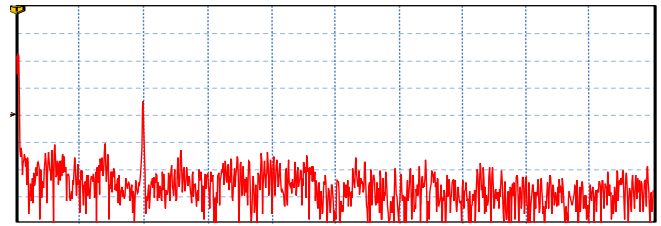


Fig. 20. Espectro harmônico com a modulação PWM bipolar.

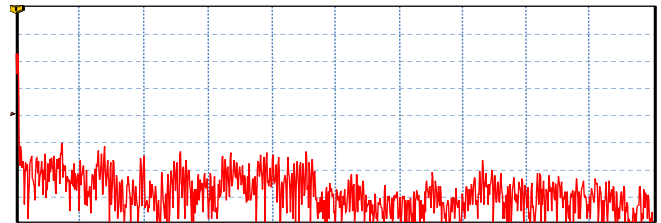
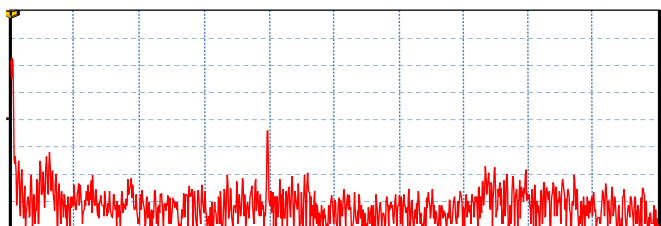


Fig. 21. Espectro harmônico com a modulação PWM unipolar.



Math, DC coupling, 1.0E1 dB/div, 2.52525253E3 Hz/div, 1024 points, Sample

Fig. 22. Espectro harmônico com a modulação PWM descontinua.

Além disso, pode-se observar que na modulação descontinua o conteúdo harmônico da tensão de fase é concentrado no dobro da frequência equivalente de chaveamento (Figura 22) facilitando a eliminação dos harmônicos na tensão de linha, alcançando um desempenho harmônico superior, conforme concluído anteriormente. Nesse contexto, a Tabela I apresenta um resumo dos resultados de simulação e experimentais de forma a evidenciar a tendência dos conteúdos harmônicos com as três estratégias de modulação.

TABELA I
Resultados de Simulação e Experimental

PWM	Simulação		Experimental	
	V_{AN}	V_{AB}	V_{AN}	V_{AB}
Bipolar	11,8%	6,3%	11,9%	5,2%
Unipolar	5,3%	4,5%	5,5%	4,7%
Descontínuo	5,3%	1,7%	4,3%	3,6%

E. Aplicação Prática da Modulação Proposta– DSTATCOM

Conforme comentado anteriormente, os conversores multiníveis podem ser aplicados a diversas situações. Nesse contexto, uma lógica de controle de um DSTATCOM foi implementada, de acordo com [11], no intuito de validar a modulação proposta neste trabalho em uma aplicação prática.

A Figura 23 apresenta as formas de onda da tensão (v_{as}) e corrente (i_{as}) da fonte e da tensão (v_{an}) e corrente (i_{ac}) sintetizadas pelo conversor multinível com uma lógica de correção do fator de potência. O conteúdo harmônico total da corrente sintetizada pelo conversor foi de 4,6%. Vale ressaltar que, além dos indutores de comutação, nenhum filtro passivo foi utilizado no protótipo [11].

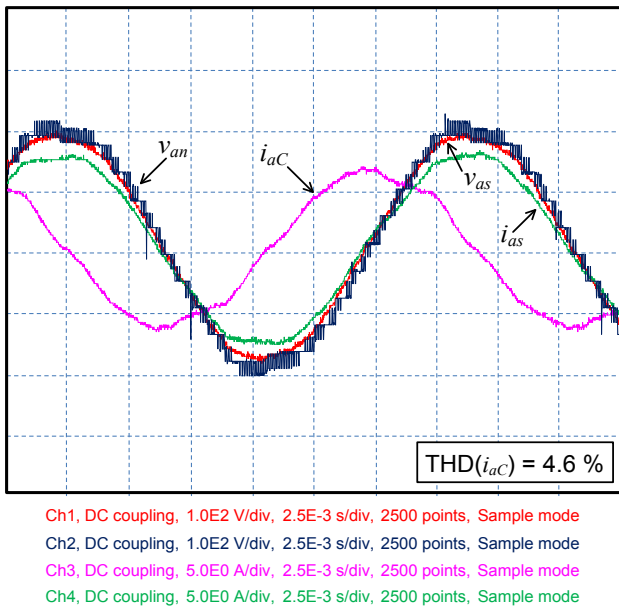


Fig. 23. Tensão e corrente da fonte e tensão e corrente sintetizadas pelo DSTATCOM multinível.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo foi proposta uma modulação híbrida com a estratégia de modulação em degrau convencional combinada com uma estratégia de modulação *PWM* descontínua aplicada aos conversores multiníveis em cascata assimétricos. Um estudo comparativo da modulação híbrida proposta com duas modulações híbridas convencionais também foi apresentado neste trabalho. A análise teórica das estratégias de modulação foi apresentada ressaltando as vantagens e desvantagens de cada modulação. Como vantagens principais de cada modulação, podem ser citadas a concentração em modo comum da energia harmônica na modulação híbrida bipolar, a duplicação da frequência de chaveamento equivalente na modulação híbrida unipolar e ambas as vantagens supracitadas na modulação híbrida descontínua. Os resultados de simulação e experimentais apresentados comprovam a superioridade harmônica da modulação híbrida proposta frente às modulações híbridas convencionais. Vale ressaltar, que essa vantagem foi obtida sem a necessidade de aumentar o número total de chaveamento por ciclo.

REFERÊNCIAS

- [1] W. Freitas, A. Morelato, W. Xu, F. Sato, "Impacts of AC Generators and DSTATCOM devices on the dynamic performance of distribution systems", *IEEE Trans. on power delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 1493-1501. April 2005.
- [2] J. Rodriguez, L.G. Franquelo, S. Kouro, J.I. Leon, R.C. Portillo, M.A.M. Prats, M.A. Perez, "Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, Issue 11, pp. 1786 – 1817, Nov. 2009.
- [3] L.G., Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, M.A.M. Prats, "The age of multilevel converters arrives", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol.2, Issue 2, pp. 28 – 39, June 2008.

- [4] J. Rodrigues, L. Jim-Sheng and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, august 2002.
- [5] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580. Aug 2010.
- [6] J. Rodrigues, L. Jim-Sheng, F.Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, No. 4, pp. 724-738. August 2002.
- [7] H. Akagi, S. Inoue, T. Yoshii, "Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM with Star Configuration", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 43, no. 4, pp 1041-1049. July/Aug 2007.
- [8] B. Blazic, I. Papic, "Improved D-StatCom Control for Operation with Unbalanced Currents and Voltages". *IEEE Transactions on power Delivery*, vol. 21, no. 1, pp. 225-233. Jan 2006.
- [9] IEEE Std. 519, IEEE Recommended Practices and Requirements for Control in Electrical Power Systems, 1993.
- [10] Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, ANEEL, 2011.
- [11] L.F. Encarnação, *Compensador Síncrono Estático Multinível em Média Tensão para Sistemas de Distribuição*, Tese de doutorado – COPPE/UFRJ, RJ, 2009.
- [12] L.A. Silva, S.P. Pimentel, J.A. Pomilio, "Nineteen-level Active Filter System using Asymmetrical Cascaded Converter with DC Voltages Control", *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 303-308. June 2005.
- [13] D.G. Holmes, T.A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practices*, IEEE Press Wiley-Interscience. Ney Jersey 2003.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lucas Frizera Encarnação, nascido em 27/12/1979 em Vitória/ES é engenheiro electricista pela Universidade Federal do Espírito Santo desde 2003, e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio de Janeiro desde 2009. Atualmente é professor adjunto da Universidade Federal do Espírito Santo. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade de energia, filtros ativos, compensadores estáticos e conversores multiníveis. Dr. Lucas é membro da SOBRAEP.

Maurício Aredes nasceu em 1961. Tornou-se Engenheiro Eletricista em 1984 pela Universidade Federal Fluminense, Niterói-RJ. Em 1991, recebeu o título de M.Sc. em Engenharia Elétrica pela UFRJ. Em 1996, tornou-se Dr.-Ing. (Hons.) pela Technische Universität Berlin, Alemanha. Atualmente, é Professor adjunto da Universidade Federal do Rio de Janeiro onde ensina Eletrônica de Potência. Suas áreas de pesquisas incluem sistemas HVDC, FACTS, filtros ativos, *custom power* e qualidade de energia.