

IMPACT OF DISTINCT ASYMMETRY COEFFICIENTS ON THE PERFORMANCE OF A MULTILEVEL RECTIFIER WITH A SINGLE DC SOURCE

WILMAR A. P. CASTIBLANCO, TADEU VARGAS, CASSIANO RECH

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC, Centro de Tecnologia
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Av. Roraima, 1000, Camobi, CEP 97105-900
Santa Maria - RS*

*E-mails: wlmr.pnd@gmail.com, eng.tadeuvargas@gmail.com,
rech.cassiano@gmail.com*

Abstract — Multilevel converters operating with a single dc source represent an interesting and simple solution, since only one isolated dc voltage source is necessary, even in applications with active power transfer. Moreover, distinct asymmetry coefficients between the dc voltage levels of the main and auxiliary cells have been explored to synthesize voltage waveforms with reduced harmonic content. Therefore, this paper presents a detailed analysis about different asymmetry coefficients for dc voltage levels of the series-connected cells of a multilevel converter with a single dc source. The analyses included consider the limitations imposed by the modulation strategy, in which the main high-voltage cell operates in the fundamental frequency, and evaluate the impact of these limitations on the operation of the low-voltage auxiliary cells, which operate with pulse-width modulation and should not process active power. Results are included when the multilevel converter is applied in the input rectifier stage of a medium-voltage adjustable speed drive.

Keywords — Asymmetrical multilevel converters, hybrid multilevel converters, single dc source.

Resumo — Conversores multiníveis operando com uma única fonte CC representam uma solução interessante em termos de simplicidade, pois somente uma fonte de tensão isolada é necessária, mesmo em aplicações com transferência de potência ativa. Além disso, diferentes coeficientes de assimetria entre os valores das tensões dos barramentos CC da célula principal e das células auxiliares têm sido exploradas para sintetizar formas de onda mais próximas da senoidal, com menor conteúdo harmônico. Assim, este artigo apresenta uma análise detalhada de diferentes coeficientes de assimetria de tensão entre as células de um conversor multinível com uma única fonte CC. As análises apresentadas consideram as limitações impostas pela estratégia de modulação, em que a célula principal de alta tensão opera na frequência fundamental da tensão de saída, e avaliam o impacto dessas limitações na operação das células de menor tensão, que operam com modulação por largura de pulso e não devem processar potência ativa. Por fim, resultados são incluídos com o conversor aplicado no estágio retificador de um sistema de acionamento de velocidade variável em média tensão.

Palavras-chave — Conversores multiníveis assimétricos, conversores multiníveis híbridos, única fonte CC.

1 Introdução

Conversores multiníveis estão sendo empregados de forma crescente em diferentes aplicações, principalmente em média e alta tensão, como no acionamento de máquinas, transmissão de energia, compensação de reativos, tração elétrica, entre outros (Lai, J.-S. & Peng, F.Z., 1995), (Abu-Rub, H. et al., 2010). Dentre essas aplicações, diferentes topologias de conversores multiníveis têm sido empregadas no acionamento de máquinas em média tensão, tanto no estágio retificador de entrada quanto no inversor de saída (Rodríguez, J. et al., 2007).

Em relação ao estágio retificador de entrada, diversos equipamentos disponíveis no mercado utilizam retificadores multipulso (WEG, 2015). Por outro lado, caso seja necessário regenerar energia e reduzir a distorção harmônica das correntes drenadas da rede elétrica, pode-se substituir os retificadores multipulso por conversores multiníveis (Rodríguez, J. et al., 2002). Nessas situações, as correntes drenadas da rede apresentarão uma menor distorção harmônica quanto maior for o número de níveis sintetizado pelo conversor. Assim, conversores multiníveis assimétricos, que apresentam ao menos uma fonte de tensão diferente das demais e que sintetizam um maior nú-

mero de níveis com um menor número de dispositivos semicondutores, podem ser uma alternativa interessante. Porém, em aplicações com transferência de potência ativa, deve-se avaliar o projeto das fontes de tensão isoladas.

Estudos mostram que é possível a operação de conversores multiníveis assimétricos com uma única fonte CC, que alimenta uma célula de potência que processa toda a potência ativa do conversor multinível (Steimer, P.K. et al., 2001). Como exemplo, em (Veenstra, M. et al., 2005), um conversor trifásico do tipo ponto neutro grampeado (NPC – *Neutral Point Clamped*) opera como célula principal e é conectado em série com células auxiliares monofásicas em ponte completa (*H-bridge*). O conversor principal NPC é alimentado por uma fonte CC e processa toda a potência ativa do sistema, enquanto que as células auxiliares processam somente potência reativa, podendo ser alimentadas por capacitores.

Adicionalmente, a assimetria do conversor multinível com uma fonte CC foi explorada para definir valores de tensão diferentes no conversor principal e nas células em série. Em (Corzine, K.A. et al., 2004), uma relação de assimetria de 3:1, com 3 p.u de tensão no conversor principal e 1 p.u nas células auxiliares foi considerada. Ao usar este coeficiente de as-

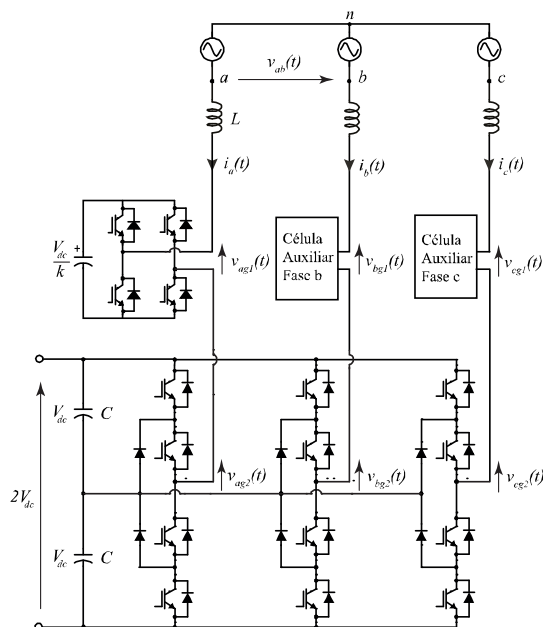


Figura 1. Conversor multinível com uma única fonte CC.

simetria, as células auxiliares são submetidas a tensões de bloqueio menores, permitindo o uso de tecnologias de semicondutores mais eficientes. Entretanto o conversor principal opera com alta tensão e com modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) durante alguns intervalos de tempo, o que é uma característica indesejável, pois usualmente interruptores de alta tensão são lentos e apresentam elevadas perdas em comutação.

Deste modo, em (Lu, S. et al., 2007), um coeficiente de assimetria de 3:1 foi analisado quando as comutações no conversor principal são limitadas na frequência fundamental pela estratégia de modulação. No entanto, esta limitação resulta em regiões de sobremodulação para operação das células auxiliares. Além disso, (Silva, C.A. et al., 2011) apresenta a escolha de um coeficiente de assimetria baseado na distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente mesmo que o conversor opere em sobremodulação para um determinado índice de modulação. Neste contexto, um estudo de diferentes coeficientes de assimetria e sua influência no projeto do filtro de conexão à rede é mostrado em (Vargas, T. et al., 2013).

Este artigo explora a operação do conversor multinível com uma fonte CC com coeficientes de assimetria de 3:1 e 4:1. Comutações no conversor principal são limitadas e regiões de sobremodulação são encontradas e avaliadas a partir da energia do erro entre o sinal de referência e o máximo sinal que pode ser sintetizado pelo conversor. Finalmente, o projeto do estágio retificador de um sistema de acionamento de velocidade variável em média tensão é analisado e uma possível solução que minimiza a distorção harmônica para diferentes coeficientes de assimetria é considerada.

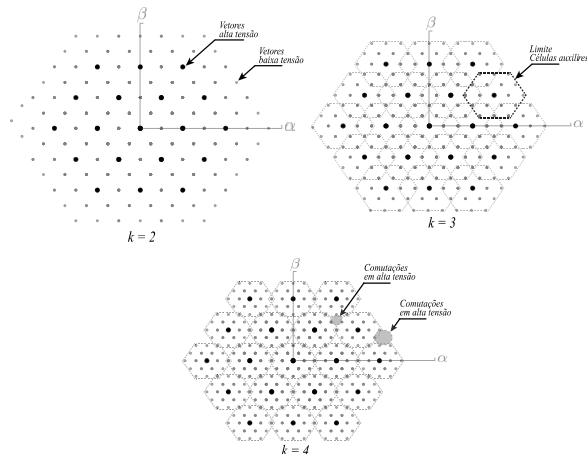


Figura 2. Diagrama vetorial no espaço $\alpha\beta$ para diferentes coeficientes de assimetria ($k = 2, k = 3, k = 4$).

2 Descrição do Sistema

A Figura 1 mostra a topologia do conversor multinível com uma única fonte CC sob estudo. Esta topologia pode ser analisada para operar como retificador em aplicações que demandam regeneração de energia e elevado fator de potência do lado da rede (Steimer, P.K. et al., 2001). Nesse caso, o barramento CC do conversor NPC trifásico (célula principal) alimenta o estágio inversor de um sistema de acionamento de velocidade variável em média tensão.

Além disso, células auxiliares do tipo H-bridge são conectadas em série em cada uma das fases, visando aumentar o número de níveis nas tensões sintetizadas e assim diminuir a distorção de corrente. Ao usar a estratégia de modulação mostrada na seção 2.1, a célula principal processa toda potência ativa e as células auxiliares processam somente potência reativa, podendo ser alimentadas por capacitores. Como resultado, as células auxiliares operam como um filtro ativo série, reduzindo o conteúdo harmônico proveniente das comutações na célula principal.

Neste artigo, como pode ser visualizado na Figura 1, o coeficiente de assimetria k é definido como a razão da tensão dos capacitores do barramento CC do conversor principal (V_{dc}) pela tensão CC das células auxiliares (V_{dc}/k). Assim, para $k = 2$, o barramento CC do conversor principal é quatro vezes maior do que a tensão nas células auxiliares. Dessa forma, para as células auxiliares podem ser utilizados semicondutores com menor tensão de bloqueio, que são normalmente mais rápidos e mais eficientes. Além disso, o uso de tensões diferentes produz um maior número de níveis nas tensões sintetizadas pelo conversor. Para $k = 2$, podem ser sintetizadas tensões de fase com até 7 níveis, enquanto que somente 5 níveis podem ser sintetizados ao usar um conversor simétrico ($k = 1$).

Além de usar um coeficiente de assimetria igual à 2, outros valores podem ser empregados. Neste trabalho a operação do conversor é analisada no sistema de coordenadas síncrono a partir da transformação de Clarke das fases. Assim, a Figura 2

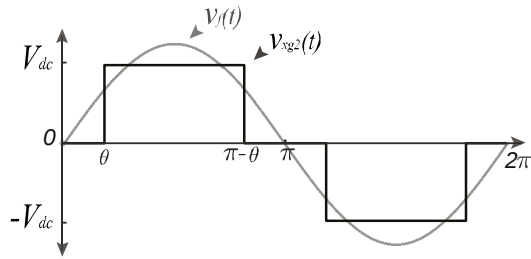


Figura 3. Tensão sintetizada pelo conversor principal e componente fundamental associada.

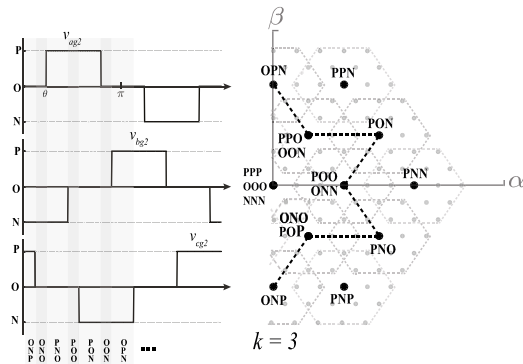


Figura 4. Transição entre vetores de alta tensão associados a um ângulo de comutação nas fases.

mostra o diagrama vetorial das tensões de saída do conversor no espaço $\alpha\beta$, para $k = 2$, $k = 3$ e $k = 4$. Os pontos no interior dos hexágonos representam os vetores de tensão que o conversor multinível da Figura 1 tem capacidade de sintetizar. Os vetores de alta tensão são detalhados em preto e correspondem às tensões sintetizadas pelo conversor principal, enquanto que vetores de menor tensão resultam das contribuições das células auxiliares e são apresentados em cinza.

As interseções dos hexágonos da Figura 2 representam estados redundantes do conversor que sintetizam o mesmo vetor de tensão no espaço $\alpha\beta$ e como consequência um mesmo nível nas tensões de linha. Assim, para $k = 2$ existe um maior número de estados redundantes se comparado com $k = 3$ e $k = 4$ e, como resultado, um menor número de vetores diferentes de tensão e tensões de linha com um menor número de níveis.

Por outro lado, para $k = 4$ o número de vetores aumenta pela perda de estados redundantes e as formas de onda na saída apresentarão um número maior de níveis com degraus de tensão menores. No entanto, evidenciam-se regiões no interior e na periferia do diagrama vetorial onde seria necessário comutar vetores de alta tensão para rastrear uma referência localizada nessas regiões. Neste trabalho, as comutações em alta tensão são restringidas pela estratégia de modulação com o intuito de permitir o uso de dispositivos lentos para a célula principal.

2.1 Estratégia de modulação

A estratégia de modulação a ser empregada no conversor multinível da Figura 1 deve garantir que as

células auxiliares não processem potência ativa, uma vez que as mesmas são alimentadas por capacitores flutuantes. Assim, assumindo que as correntes de fase são senoidais, a potência ativa processada pelas células é definida pelas componentes fundamentais de suas tensões de saída. Dessa forma, se o conversor principal NPC sintetiza toda a componente fundamental de tensão das fases, a potência ativa de todo o conversor multinível será processada pelo conversor principal e as células auxiliares não processarão potência ativa.

Nesse sentido, uma modulação por eliminação seletiva de harmônicas (SHE – *Selective Harmonic Elimination*) com um ângulo de comutação é usada no conversor principal. Este ângulo é usado para sintetizar a componente fundamental do sinal de referência de fase (V_f), tal que:

$$V_f = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \cos \theta \quad (1)$$

A Figura 3 mostra a forma de onda de tensão de fase três níveis sintetizada na saída do conversor principal $v_{xg2}(t)$ e a componente fundamental associada para um ângulo de comutação θ , onde $x = a, b, c$. Neste trabalho é definido o índice de modulação de amplitude como a razão entre a componente fundamental de fase e a máxima tensão sintetizada pelo conversor multinível da Figura 1, dado por:

$$m_a = \frac{k V_f}{(k+1) V_{dc}} \quad (2)$$

Também, de (1) e (2) tem-se que:

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{(k+1)\pi}{4k} \cdot m_a \right] \quad (3)$$

Por outro lado, as células auxiliares são submetidas a tensões menores e estas podem operar com PWM. Dessa forma, a diferença entre o sinal de referência de fase e a tensão sintetizada pelo conversor principal deve ser sintetizada pela célula auxiliar da mesma fase. Essa diferença representa o conteúdo harmônico uma vez que a componente fundamental já foi sintetizada pela célula principal. O cálculo do sinal de referência, é dado por:

$$v_{xg1}^* = v_{xg}(t) - v_{xg2}(t) \quad (4)$$

A síntese de componente fundamental nas fases do conversor principal está relacionada com as comutações. Sempre que a estratégia de modulação considere esta restrição as células auxiliares não processam potência ativa e podem ser alimentadas por capacitores flutuantes. A Figura 4 mostra o caso para $k = 3$ onde as fases comutam com um ângulo θ sintetizando uma componente fundamental. A trajetória pontilhada representa a transição entre vetores de alta tensão associada as comutações nas fases do conversor principal.

Desta forma, existem vetores de alta tensão que não estão habilitados para rastrear a referência. Como exemplo, na Figura 4 o vetor PNN não pertence a sequência de comutação imposta por θ e os vetores

no interior do hexágono associado a este vetor de alta tensão não são utilizados. Nesse sentido, nos instantes onde o vetor de referência está fora do hexágono associado a um vetor de alta tensão habilitado, acontecem situações de sobremodulação nas células auxiliares.

Contudo, diferentes trajetórias de comutação são geradas quando o ângulo θ varia com um índice de modulação determinado por (3) e diferentes regiões de sobremodulação podem ser encontradas. No caso para $k = 3$ na Figura 2, a síntese de uma determinada componente fundamental V_f nas fases do conversor principal acaba criando situações de sobremodulação no espaço $\alpha\beta$ que devem ser consideradas no projeto.

3 Análises e Projeto

Esta seção analisa o desempenho do conversor multinível com uma única fonte CC para $k = 3$ e $k = 4$, avaliando a existência de regiões de sobremodulação para a modulação das células auxiliares e a energia do vetor de erro resultante do rastreamento da referência no espaço $\alpha\beta$. Posteriormente, um estudo de caso do conversor multinível com uma única fonte CC aplicado ao estágio retificador de um sistema de acionamento de velocidade variável é apresentado.

3.1 Sobremodulação e vetor de erro

Uma vez que as comutações no conversor principal estão limitadas pela estratégia de modulação em baixa frequência, ocorre uma mudança de vetores de alta tensão no diagrama da Figura 2 toda vez que uma das fases comute associado ao ângulo θ . Assim, pode ocorrer que o vetor de alta tensão empregado não é o vetor mais próximo do vetor de referência e isso pode ocasionar uma situação de sobremodulação para as células auxiliares, como ilustrado na Figura 4, uma vez que o vetor de referência da célula auxiliar é maior que o hexágono em torno do vetor de alta tensão utilizado.

Nesse sentido um vetor de erro é gerado nas situações de sobremodulação e sua magnitude é dada por:

$$|v_{\text{erro}}| = |v_{\text{ref}} - (v_m + v_{\text{aux}})| \quad (5)$$

onde v_{ref} representa o vetor de referência, v_m e v_{aux} os vetores gerados pelas contribuições do conversor principal e células auxiliares respectivamente.

A magnitude do vetor de erro varia conforme a referência percorre o diagrama vetorial no espaço $\alpha\beta$ para um dado ângulo de comutação θ nas fases. Como uma medida de quão significativo é o erro para um dado ângulo de comutação na célula principal, pode-se avaliar a energia do erro por:

$$E_e = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |v_{\text{erro}}|^2 dt \quad (6)$$

Por outro lado, o ângulo de comutação θ pode variar de $[0, \pi/2]$, de acordo com o índice de modula-

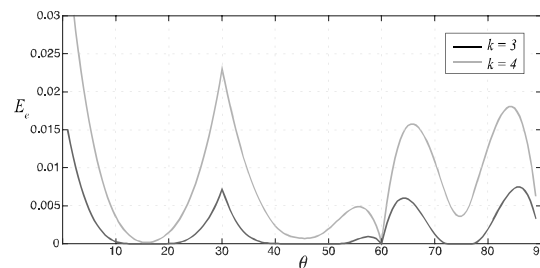


Figura 5. Amplitude do sinal da energia de erro para diferentes ângulos de comutação no conversor principal.

Tabela 1. Regiões de sobremodulação para $k = 3$.

Região	1	2	3	4
Ângulo (Graus)	0 - 12	20 - 40	53 - 72	77 - 90

ção de amplitude, como observado em (3). A Figura 5 mostra a curva da energia do erro E_e para diferentes ângulos de comutação θ , com $k = 3$ e $k = 4$.

A partir da Figura 5 são identificadas quatro regiões onde o conversor opera em sobremodulação para $k = 3$, onde a energia do erro não é nula. Estas regiões são listadas na Tabela 1. Por outro lado, com $k = 4$, o conversor opera em sobremodulação em toda região de operação. No entanto evidenciam-se regiões de erro mínimo que podem ser interessantes para o projeto do conversor, pois ainda que a energia do erro não seja nula a escolha da energia mínima pode ser suficiente em termos de THD das formas de onda de saída do conversor.

3.2 Estudo de caso

O conversor multinível da Figura 1 é considerado aqui para operar como retificador em um sistema de acionamento de velocidade variável em média tensão. Na Figura 6 o conversor multinível compõe o estágio retificador de entrada e está ligado à rede com uma tensão de linha de 4,16 kV, onde L é o indutor de conexão à rede. Portanto, segundo a estratégia de modulação da seção 2.1, o valor de pico da componente fundamental de fase sintetizada no conversor principal NPC deve ser de 3,4 kV para assegurar o processamento de toda a potência ativa e não corromper o funcionamento das células auxiliares. Assume-se que o estágio inversor opera com um índice de modulação unitário e o barramento CC do conversor NPC é regulado para manter uma tensão de 6,8 kV como mostra a Figura 6. Assim, para esta aplicação, a tensão sobre as células auxiliares é de 1133 V para $k = 3$, e de 850 V para $k = 4$.

Com os parâmetros definidos, o ângulo de comutação do conversor NPC é calculado através de (1) e é $38,25^\circ$, independente do valor do coeficiente de assimetria. Para $k = 3$, este ângulo está no interior da região 2 da Tabela 1, mas mesmo que o conversor opere em sobremodulação, este ângulo está relacionado com uma energia do erro pequena. Por outro lado, com $k = 4$, este ângulo de comutação produz

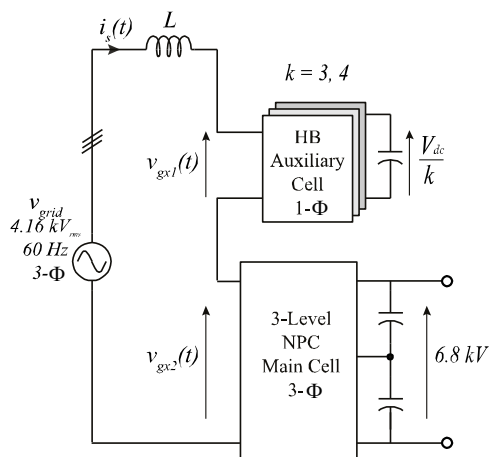


Figura 6. Sistema de acionamento de velocidade variável empregando um conversor multinível com uma única fonte CC como retificador.

Tabela 2. Parâmetros de simulação do retificador.

Parâmetro	Valor
Potência (P_{out})	1200 W
Barramento NPC ($2V_{dc}$)	384 V
Tensão da rede (V_{ab})	220 V _{rms}
Indutor (L)	15 mH
Freq. de comutação (F_s)	2.7 kHz

uma energia de erro considerável, sendo que o ponto de mínima energia mais próximo está em 45° . Desta forma, o retificador da Figura 6 opera em sobremodulação, tanto para $k = 3$ quanto para $k = 4$.

Contudo, células auxiliares são submetidas a tensões de bloqueio menores para $k = 4$ e a energia do erro pode ser minimizada pela escolha de um ângulo de comutação a partir da Figura 5. Nesse sentido, uma variação deste ângulo deve ainda garantir que a síntese da componente fundamental de fase no conversor principal seja respeitada para manter a operação das células auxiliares. Assim, o impacto no projeto pode ser evidenciado a partir de (1) com uma mudança de $\theta = 38.25^\circ$ para $\theta = 45^\circ$ e ainda com $V_f = 3.4$ kV na componente fundamental, isto resulta em um barramento CC do conversor principal de 7,55 kV e nas células auxiliares de 0.944 kV para $k = 4$.

3 Resultados

Nesta seção a operação do conversor da Figura 1 é avaliada como retificador com os parâmetros mostrados na Tabela 2. Assim, a tensão pico de fase que deve ser sintetizada pelo conversor principal segundo a estratégia de modulação é de 179 V. Com $V_{dc} = 192$ V e, a partir de (1) e (2), um ângulo de comutação de 42.71° garante a síntese de toda a componente fundamental independente do coeficiente de assimetria. As formas de onda na Figura 7 e Figura 8 mostram a operação com $k = 3$ e $k = 4$ onde as células auxiliares são submetidas a 64 V e 48 V para cada caso. As tensões de fase são mostradas na Figura 7(c) e 8(b) sendo significativamente distorcidas para $k = 4$ pela operação em sobremodulação

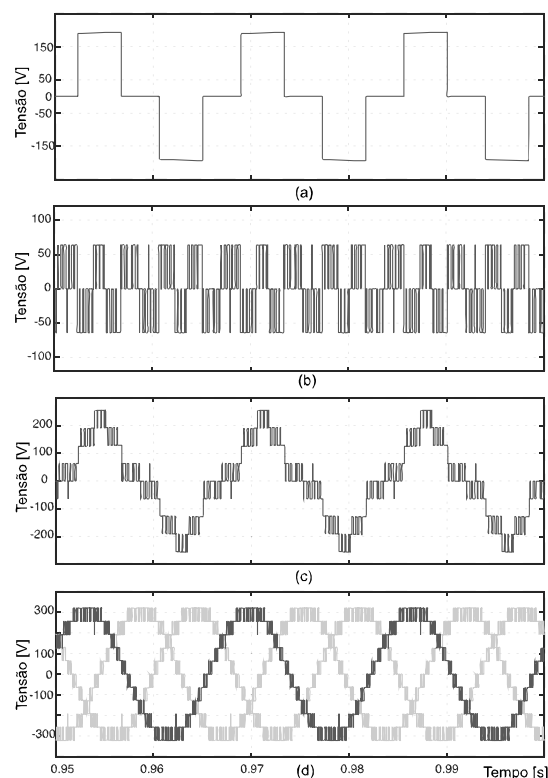


Figura 7. Tensões sintetizadas com $k = 3$. (a) conversor principal, (b) célula auxiliar, (c) fase A e (d) tensões de linha.

pois a energia do erro não é nula. Entretanto, as tensões de linha apresentam onze e quinze níveis como pode ser observado nas Figuras 7(d) e 8(c). A taxa de distorção harmônica (THD) e fator de distorção de primeira ordem (DF1) são calculados e mostrados na Tabela 3 onde o caso para $k = 2$ é acrescentado por motivo de comparação. Assim, $k = 3$ representa o melhor desempenho em termos de DF1 das tensões de linha se comparado com $k = 2$ e $k = 4$.

O retificador é controlado para manter um fator de potência unitário do lado da rede, e as células em série contribuem a melhorar a forma de onda da corrente. Assim, o THD da corrente para $k = 3$ é de 1.456% e para $k = 4$ de 2.53%. Da mesma forma, o THD e DF1 para $k = 4$ com um ângulo de 45° no conversor principal é avaliado e mostrados na Tabela 4. Este ângulo de comutação é caracterizado por resultar em uma energia de erro menor (Figura 5). Neste caso o DF1 apresenta um melhor desempenho do que evidenciado na Tabela 3 sendo uma alternativa para o projeto. Simulações foram realizadas com um ângulo de 45° para $k = 4$ onde o THD da corrente foi de 2.32%.

Desta forma a quantidade de níveis gerados nas tensões de linha acaba compensado o efeito da sobremodulação com um ângulo de energia de erro mínimo, assim mesmo que o DF1 da corrente não seja menor que no caso com $k = 3$, uma diminuição da tensão sob as células auxiliares pode ser alcançada. A tensão e corrente na rede são apresentadas na Figura 8(d). Finalmente, o impacto de variar o ângulo de comutação no projeto pode ser evidenciado a partir de (1) com um ângulo de 45° e um valor pico de

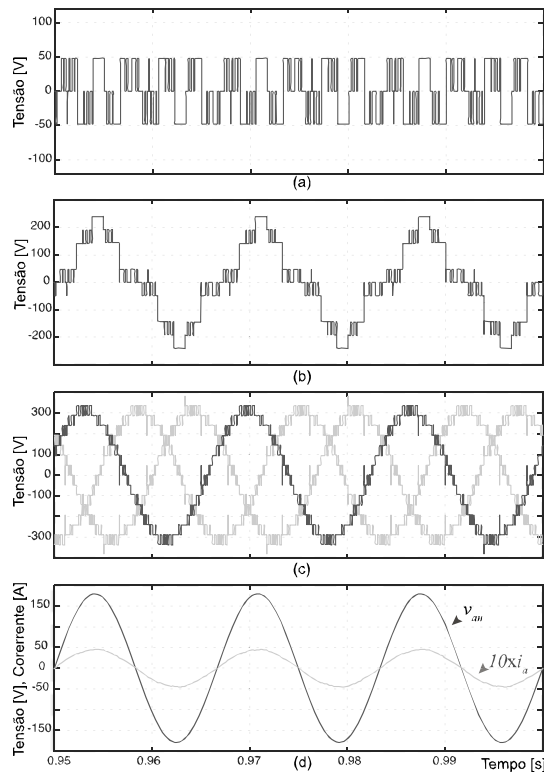


Figura 8. Tensões sintetizadas com $k=4$. (a) célula auxiliar, (b) fase A, (c) tensões de linha e (d) tensão e corrente na rede.

Tabela 3. THD e DF1 para $\theta = 42.71^\circ$

k	THD LINHA [%]	DF1 LINHA [%]
2	17.5041	0.3532
3	11.8073	0.2179
4	9.3686	0.4139

Tabela 4. THD e DF1 para $\theta = 45^\circ$

k	THD LINHA [%]	DF1 LINHA [%]
4	10.2476	0.3805

179.6 V na componente fundamental desejada, isto resulta em um barramento CC do conversor principal de 399 V e nas células auxiliares de 50 V. Esta tensão é ainda menor se comparada com $k = 2$ e $k = 3$ com barramentos de 96 V e 64 V.

4 Conclusão

Este trabalho apresentou uma análise de um conversor multinível com uma única fonte CC operando com diferentes coeficientes de assimetria entre células. A energia do erro proporciona uma visão de quão significativa é a sobremodulação, uma vez que o cálculo leva em consideração o tempo de operação na região de sobremodulação. O projeto do retificador em um sistema de velocidade variável foi analisado. Assim, a operação com $k = 3$ representou o melhor desempenho em termos de DF1 nas tensões de linha se comparado com $k = 4$. Entretanto, com $k = 4$, as células auxiliares são submetidas a tensões de bloqueio menores sem um prejuízo significativo na distorção das variáveis a serem controladas.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES e ao CNPq pelo suporte financeiro.

Referências Bibliográficas

- Abu-Rub, H. et al., 2010. Medium-Voltage Multilevel Converters State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8), pp.2581–2596.
- Corzine, K.A. et al., 2004. Control of Cascaded Multilevel Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(3), pp.732–738.
- Lai, J.-S.L.J.-S. & Peng, F.Z.P.F.Z., 1995. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, 3(3), pp.509–517.
- Lu, S. et al., 2007. Advanced Control and Analysis of Cascaded Multilevel Converters Based on P-Q Compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(4), pp.1242–1252.
- Rodríguez, J. et al., 2002. High-voltage multilevel converter with regeneration capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4), pp.839–846.
- Rodríguez, J. et al., 2007. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6), pp.2930–2945.
- Steimer, P.K. & Manjrekar, M.D., 2001. Practical medium voltage converter topologies for high power applications. *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, 3(C), pp.1723–1730.
- Silva, C.A. et al., 2011. Implementation and Control of a Hybrid Multilevel Converter With Floating DC Links for Current Waveform Improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(6), pp.2304–2312.
- Veenstra, M. & Rufer, A., 2005. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(2), pp.655–664.
- Vargas, T. et al., 2013. Analysis and Design of a Single DC Source Hybrid Multilevel Rectifier. , 2, pp.169–176.
- WEG, 2015. Convertidor de Frecuencia de Media Tensión. WEG, pp.1–16.