

Modulação por seletor de vetor espacial de 4 pontos para o conversor modular multinível

Juan C. Colque* Ernesto Ruppert** Nelson R. Laura***
Rodrigo Z. Vargas**** José L. Azcue****

* Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, SP, (e-mail: juanca.colque@outlook.com).

** Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, SP, (e-mail: ruppert@fee.unicamp.br).

*** Escuela profesional de Ing. Electrónica – FIMEES, Universidad Nacional del Altiplano, Perú, (e-mail: nelsn.ls26@gmail.com).

**** Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas, Universidade Federal do ABC, SP, (e-mail: r.zambrana@ufabc.edu.br, jose.azcue@ufabc.edu.br).

Abstract: In this paper is proposed a new modulation technique based on space vector theory for the modular multilevel converter. This technique employs a selection algorithm with 4 reference points in order to obtain the pulse pattern sequence of the upper and lower three-phase arm voltages at a reduced switching frequency. This technique operates in a low switching frequency and generates $N + 1$ levels at inverter output waveform and it has a low ripple on the submodules capacitors voltage, and also, it is adapted to be compatible with a sorting algorithm to balancing each submodule capacitor voltage of the converter's arm. The proposed technique has four main steps that are presented in detail.

Resumo: Neste artigo é proposta uma nova técnica de modulação baseada na teoria de vetores espaciais para o conversor modular multinível. Essa técnica emprega um algoritmo de seleção com 4 pontos de referência para obter a sequência padrão de pulso das tensões trifásicas do braço superior e inferior em uma frequência de comutação reduzida. Essa técnica opera em uma frequência de comutação baixa e gera $N + 1$ níveis na forma de onda de saída do inversor e tem uma baixa ondulação na tensão dos capacitores dos submódulos e também, é adaptada para ser compatível com o algoritmo de classificação para equilibrar a tensão de cada capacitor do submódulo do braço do conversor. A técnica proposta possui quatro etapas principais que são apresentadas em detalhe.

Keywords: Modular multilevel converter; space-vector selector; modulation technique

Palavras-chaves: Conversor modular multinível; seletor de vetor espacial; técnica de modulação

1. INTRODUÇÃO

O conversor modular multinível (MMC: *Modular Multi-level Converter*) introduzido na literatura por (Lesnicar and Marquardt, 2003), apresenta varias vantagens sobre os conversores multinível convencionais, como modularidade, redundância, baixa frequência de comutação e um baixo THD na tensão de saída (Debnath et al., 2015).

O MMC tornou-se cada vez mais atraente para aplicações de média/alta tensão, tais como: armazenamento de energia (Li et al., 2017), acionamento de motores de média e alta potência (Debnath et al., 2015), veículos elétricos (Ronanki and Williamson, 2018), compensadores síncronos estáticos (STATCOM: *Static Synchronous Compensator*) em média tensão (Nguyen et al., 2019), e em sistemas de transmissão de corrente contínua em alta tensão (HVDC: *High-Voltage Direct-Current*) (Lesnicar and Marquardt, 2003; Debnath et al., 2015; Dekka et al., 2017; Perez et al., 2015), entre outras.

No entanto, devido à capacidade reduzida dos dispositivos semicondutores é necessário ter vários submódulos (SMs) conectados em série. Por exemplo, para os motores de média tensão com tensão nominal de 3,3-13,8 kV se requerem 5-20 SMs/braço, os STATCOMs empregam de 15-200 SMs/braço para atingir uma tensão de operação de 13,9 a 220 kV e os sistemas de transmissão HVDC exigem 200-400 SMs/braço para operar em uma tensão de ± 320 kV (linha CC) (Dekka et al., 2017; Davies et al., 2008).

Entre as principais linhas de pesquisa refere-se às técnicas de modulação e seu desempenho, variando o número de SMs/braço (para diferentes aplicações). Neste artigo é proposto uma técnica de modulação baseada na teoria de vetores espaciais para o conversor MMC. Para a implementação desta técnica, quatro etapas principais são consideradas:

- (1) Cálculo do vetor de tensão de referência
- (2) Detecção do nível de tensão mais próximo
- (3) Localização da sequência de referência
- (4) Cálculo dos níveis de tensão do braço

* Agradecimentos ao CNPq (440138/2019-1) pelo apoio financeiro.

Com o intuito de validar a técnica de modulação proposta, a qual é comparada com a técnica de modulação dupla por vetores espaciais (*dual space-vector modulation*) apresentado por Dekka et al. (2016b), considerando os seguintes parâmetros: variação pico a pico da tensão do capacitor do submódulo, análise do THD e o aproveitamento da tensão do barramento CC na tensão saída do inversor MMC. A técnica proposta funciona de forma adequada junto ao algoritmo de classificação, atingindo baixas mudanças na ondulação da tensão nos capacitores dos submódulos.

Este artigo está organizado da seguinte forma: na Seção 2 é apresentada uma breve análise matemática do MMC, a técnica de modulação proposta é apresentada em detalhes na Seção 3, na Seção 4 são apresentados os resultados das simulações e as conclusões estão detalhadas na Seção 5.

2. PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR MMC

2.1 Princípios básicos

O conversor MMC trifásico é composto por seis braços e cada braço contém um número de N submódulos idênticos em série com um indutor, portanto, um braço na parte superior e outro na parte inferior de cada fase. Devido à estrutura modular, o MMC é bem escalável e de estrutura flexível para qualquer aplicação de média/alta tensão. A Fig. 1 mostra a estrutura do conversor MMC.

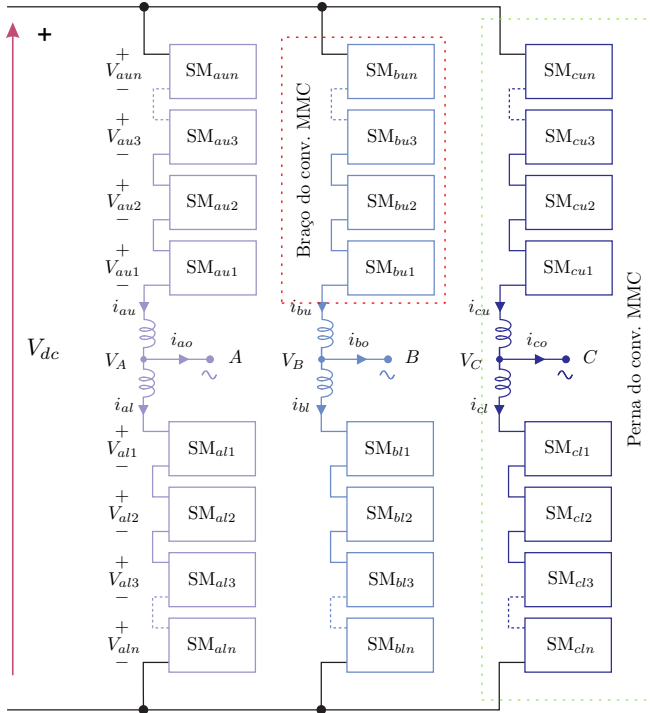


Figura 1. Estrutura do conversor MMC trifásico.

2.2 Modelo matemático

Os N submódulos de meia ponte conectados em série são modelados como fontes de tensão CA controladas. O sistema CC é modelado como duas fontes de tensão CC.

Aplicando as leis de tensão e corrente de Kirchhoff, então, as tensões do braço superior e inferior são definidas por:

$$\begin{aligned} v_{xu} &= \frac{V_{dc}}{2} - v_{xo} - L \frac{di_{xu}}{dt} - r i_{xu} \\ v_{xl} &= \frac{V_{dc}}{2} + v_{xo} - L \frac{di_{xu}}{dt} - r i_{xu} \end{aligned} \quad (1)$$

$-v_{xz}$

As correntes dos braços superior e inferior são dadas por:

$$\begin{aligned} i_{xu} &= \frac{i_{dc}}{\kappa} + i_{xz} + \frac{1}{2} i_{xo} \\ i_{xl} &= \frac{i_{dc}}{\kappa} + i_{xz} - \frac{1}{2} i_{xo} \end{aligned} \quad (2)$$

Onde i_{dc} é a componente CC da corrente, i_{xz} é a corrente alternada circulante, i_{xo} é a corrente alternada de saída, v_{xz} é a queda de tensão no indutor do braço (em regime permanente) e κ é o índice numérico de fase ($\kappa = 3$ para trifásico e $\kappa = 1$ para monofásico).

2.3 Corrente CC

A corrente CC representa a corrente média fornecida pela fonte CC e depende da potência ativa demandada pela carga, e é dada por:

$$i_{dc} = \frac{i_u - i_l}{2\kappa} \quad (3)$$

Com este modelo é simplificado a análise e é possível obter as correntes desacopladas, que são usadas para controlar as componentes da corrente do braço. O modelo simplificado é válido sob as seguintes premissas (Du et al., 2018):

- (1) Capacitor do submódulo de alta capacitância, suficiente para ser modelado como uma fonte de tensão ideal.
- (2) Cada braço do MMC deve estar constituído por um grande número de submódulos, para que as componentes harmônicas correspondentes à tensão da fonte CC possam ser negligenciados.

3. MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS PROPOSTA

A implementação da técnica de modulação proposta, consiste principalmente dos passos a seguir.

3.1 Cálculo do vetor de tensão de referência

Normalmente, os sinais de modulação são gerados por estratégias de controle em malha aberta ou fechada, e são definidos por:

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} m_a \sin(\omega_o t) \\ m_a \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ m_a \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Onde $m_a \in [0, 1]$ é o índice de modulação do braço, ω_o é a frequência fundamental em rad/s. Então, a tensão do barramento CC (V_{dc}) é expressada em termos da tensão do capacitor do submódulo (V_c) e do número de submódulos de meia ponte em cada braço (N). Isto resulta em:

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{N V_c}{2} \begin{bmatrix} m_a \sin(\omega_o t) \\ m_a \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ m_a \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

O vetor de referência de fase normalizado é obtido dividindo (5) com a tensão nominal do capacitor do submódulo, isto é:

$$\vec{v}_n = \begin{bmatrix} v_a^n \\ v_b^n \\ v_c^n \end{bmatrix} = \frac{N m_a}{2} \begin{bmatrix} \sin(\omega_o t) \\ \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

A referência normalizada nas coordenadas $\alpha\beta$ é obtida usando a transformada de Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$) em (6). Para normalizar e simplificar a detecção dos vetores de referência, as componentes de tensão do eixo- α são multiplicadas por $\sqrt{3}/2$. Logo, pode-se definir como:

$$\vec{v}_n^* = \begin{bmatrix} v_\alpha^n \\ v_\beta^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2v_a^n - v_b^n - v_c^n}{3} \times \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}(v_b^n - v_c^n)}{3} \end{bmatrix} \quad (7)$$

3.2 Detecção do nível de tensão mais próximo

O método pode ser utilizado para valores pares ou ímpares de N . Para isso, a decisão é tomada pela seguinte relação:

$$\begin{aligned} \text{se: } N \text{ é par, então, } \gamma &= 1 \\ \text{se: } N \leq 20, \text{ então, } k &= 0.99 \\ \text{senão, } k &= 1 \\ \text{senão, } \gamma &= 2 \\ \text{se: } N \leq 11, \text{ então, } k &= 0.99 \\ \text{senão, } k &= 1 \end{aligned} \quad (8)$$

Onde γ é o índice virtual e k é o fator de correção. Portanto, os novos componentes são definidos como:

$$\begin{aligned} v_\alpha^r &= \gamma v_\alpha^n; \\ v_\beta^r &= \gamma v_\beta^n; \\ N_{sm} &= \gamma N \end{aligned} \quad (9)$$

Onde v_α^r, v_β^r são os novos componentes de tensão de referência do vetor $\vec{v}_r^*$ e N_{sm} é o número virtual de submódulos em operação.

A função $\text{atan2}(v_\beta^r/v_\alpha^r)$ é utilizada para obter a posição do vetor $\vec{v}_r^*$ no plano $\alpha\beta$. No método proposto 4 quadrantes são definidos, portanto, o algoritmo tem um comportamento diferente em cada quadrante (Fig. 2).

$$\text{atan2}(v_\beta^r/v_\alpha^r) = \begin{cases} \text{atan}(v_\beta^r/v_\alpha^r) & \text{se: } v_\alpha^r > 0; \\ \text{atan}(v_\beta^r/v_\alpha^r) + \pi & \text{se: } v_\alpha^r < 0 \text{ e } v_\beta^r \geq 0; \\ \text{atan}(v_\beta^r/v_\alpha^r) - \pi & \text{se: } v_\alpha^r < 0 \text{ e } v_\beta^r < 0; \\ +\pi/2 & \text{se: } v_\alpha^r = 0 \text{ e } v_\beta^r > 0; \\ -\pi/2 & \text{se: } v_\alpha^r = 0 \text{ e } v_\beta^r < 0; \\ 0 & \text{se: } v_\alpha^r = 0 \text{ e } v_\beta^r = 0. \end{cases} \quad (10)$$

Para isso, são impostas restrições específicas em pontos próximos a 0 no eixo α e β mediante (8). Finalmente, são determinadas as variáveis de saída $p(L_\alpha^r, L_\beta^r)$, $p(L_\alpha^r, H_\beta^r)$, $p(H_\alpha^r, H_\beta^r)$ e $p(H_\alpha^r, L_\beta^r)$, é considerado $q = 1/2$ para os quadrantes (I) e (IV) e, $q = -1/2$ para os quadrantes (II) e (III). Estas variáveis são dadas por:

$$L_\alpha^r = \text{sign}(v_\alpha^r) \cdot \text{floor}(|v_\alpha^r|) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{se: } N \text{ é par então, } L_\beta^r &= \text{sign}(v_\beta^r) \cdot \text{floor}(|v_\beta^r|) \\ \text{senão, } L_\beta^r &= \text{sign}(v_\beta^r) \cdot \text{floor}(|v_\beta^r|) - q \end{aligned} \quad (12)$$

$$H_\beta^r = \text{sign}(v_\alpha^r) \cdot \text{ceil}(|v_\alpha^r|) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \text{se: } |v_\beta^r| > \frac{N_{sm}}{2} k \\ \text{então, } H_\alpha^r &= 0 \\ \text{senão, se: } N \text{ é par} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{então, } H_\alpha^r &= \text{sign}(v_\alpha^r) \cdot \text{floor}(|v_\alpha^r|) + q \\ \text{senão, } H_\alpha^r &= \text{sign}(v_\alpha^r) \cdot \text{floor}(|v_\alpha^r|) \end{aligned}$$

$$L_\alpha^r = L_\alpha^r - q \quad (15)$$

$$H_\alpha^r = H_\alpha^r + q \quad (16)$$

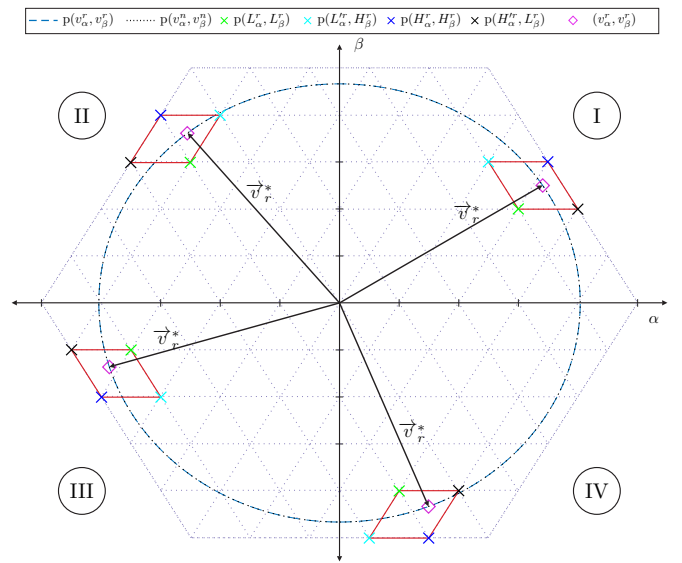


Figura 2. Operação em 4 quadrantes do método proposto.

3.3 Seleção da sequência de referência

Para determinar o par ordenado ideal, em (17) são calculadas as distâncias dos pontos $p(L_\alpha^r, L_\beta^r)$, $p(L_\alpha^r, H_\beta^r)$, $p(H_\alpha^r, H_\beta^r)$ e $p(H_\alpha^r, L_\beta^r)$ em relação ao ponto de referência. Para fins de visualização, estes pontos são representados por (x_p, y_p) onde $p \in \{1, 2, 3, 4\}$ é o ponto a ser avaliado em relação à referência, como mostra a Fig 3.

$$D_p = \sqrt{(v_\alpha^r - x_p)^2 + (v_\beta^r - y_p)^2} \quad (17)$$

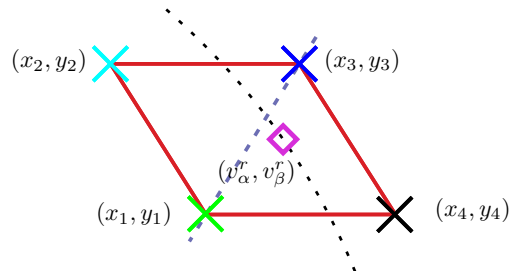


Figura 3. Localização dos pontos de referência.

As distâncias calculadas são comparadas para determinar a menor distância (D_{min}), e assim determinar os valores correspondentes para n_α^r , n_β^r , isto é:

$$\begin{aligned} \text{se: } D_{min} = D_1 \quad &\text{então, } n_\alpha^r = L_\alpha^r; \\ &n_\beta^r = L_\beta^r. \\ \text{se: } D_{min} = D_2 \quad &\text{então, } n_\alpha^r = L_\alpha^r; \\ &n_\beta^r = H_\beta^r. \\ \text{se: } D_{min} = D_3 \quad &\text{então, } n_\alpha^r = H_\alpha^r; \\ &n_\beta^r = H_\beta^r. \\ \text{se: } D_{min} = D_4 \quad &\text{então, } n_\alpha^r = H_\alpha^r; \\ &n_\beta^r = L_\beta^r. \end{aligned} \quad (18)$$

3.4 Cálculo dos níveis de tensão do braço

A transformada inversa de Clarke é aplicada para obter os níveis de tensão do braço. Para isso, n_α^r é dividido por $\sqrt{3}/2$ (usado em (7)).

$$\begin{aligned} V_a &= \left[\frac{n_\alpha^r}{\sqrt{3}/2} \right] \frac{1}{\gamma} \\ V_b &= \left[-\frac{n_\alpha^r}{\sqrt{3}} + \frac{\sqrt{3}}{2} n_\beta^r \right] \frac{1}{\gamma} \\ V_c &= \left[-\frac{n_\alpha^r}{\sqrt{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2} n_\beta^r \right] \frac{1}{\gamma} \end{aligned} \quad (19)$$

O nível de tensão instantâneo do braço inferior é calculado adicionando o valor de deslocamento $N/2$.

$$\begin{aligned} V_{al} &= \text{round} \left(\frac{N}{2} + V_a \right); \\ V_{bl} &= \text{round} \left(\frac{N}{2} + V_b \right); \\ V_{cl} &= \text{round} \left(\frac{N}{2} + V_c \right) \end{aligned} \quad (20)$$

O nível de tensão instantâneo do braço superior é calculado aplicando o seguinte princípio:

- o Em cada período de amostragem, a soma do número de submódulos em estado ON do braço superior e inferior é igual ao número total de submódulos em um braço “ N ”, considerando que o número total de submódulos disponíveis em uma perna é igual a $2N$ (Vatani et al., 2014; Dekka et al., 2016a).

Isso indica que, para obter combinações de N -submódulos, existem $2N$ -opções, para cada variação de nível da tensão do braço C_N^{2N} . Em seguida, o nível de tensão instantâneo do braço superior é calculado por:

$$\begin{aligned} V_{au} &= N - V_{al}; \\ V_{bu} &= N - V_{bl}; \\ V_{cu} &= N - V_{cl} \end{aligned} \quad (21)$$

Todas as operações lógicas e cálculos aritméticos requerem uma única rotina principal, são necessárias apenas três variáveis de entrada $\vec{v}_n$, m_a e N . Durante toda a rotina, é possível processar todos os sinais trifásicos e, em seguida, obter os padrões de pulsos. A Fig. 4 descreve o passo deste algoritmo.

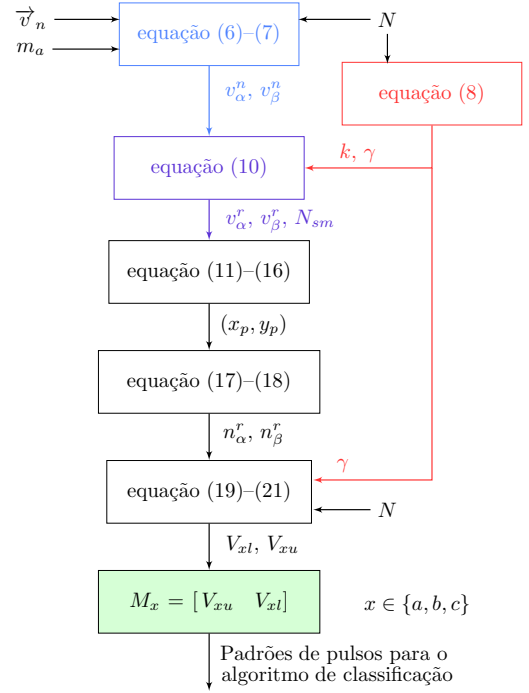


Figura 4. Fluxograma da técnica de modulação proposta.

3.5 Algoritmo de balanceamento da tensão dos capacitores

O algoritmo de balanceamento de tensão dos capacitores é de fundamental importância para complementar uma técnica de modulação. Depois de determinar o vetor que contém o padrão de pulsos (M_x), para cada fase, as tensões do capacitor são balanceadas selecionando o submódulo apropriado em estado ON, de acordo com a direção da corrente do braço, esse método é chamado de *sorting algorithm* (Deng et al., 2015).

4. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Na Fig. 5 pode-se observar que, $\vec{v}_r^* = \vec{v}_n^*$ para valores pares de N e $\vec{v}_r^* = 2\vec{v}_n^*$ para valores ímpares de N . Os pontos gerados pelo algoritmo para diferentes valores de N também são mostrados.

Mediante simulação foi realizado testes do sistema trifásico usando o software Matlab®/Simulink, para validar a técnica de modulação proposta. O valor do capacitor do submódulo e do indutor do braço são calculados usando as equações descritas no Apêndice A, respectivamente. Os parâmetros de simulação considerados são apresentados na Tabela 1.

Todos os pontos gerados pelo algoritmo durante um ciclo, representam o número de interações por ciclo (τ_{ciclo}) que varia dependendo do valor de N e m_a , portanto, é um método de modulação com frequência variável. Nota-se que o número de interações quando N é ímpar são duas vezes o N par, o valor aproximado é representado por:

$$\tau_{ciclo} = (\gamma N + 2) - 1 \quad (22)$$

A variação pico a pico ($\Delta V_{c,pp}$) é de 2,6V sob operação em regime permanente, como é mostrado na Fig. 6. A tensão do capacitor dos submódulos no braço superior (sinal em amarelo) e no braço inferior (sinal em ciano) estão perfeitamente equilibradas e sobrepostas.

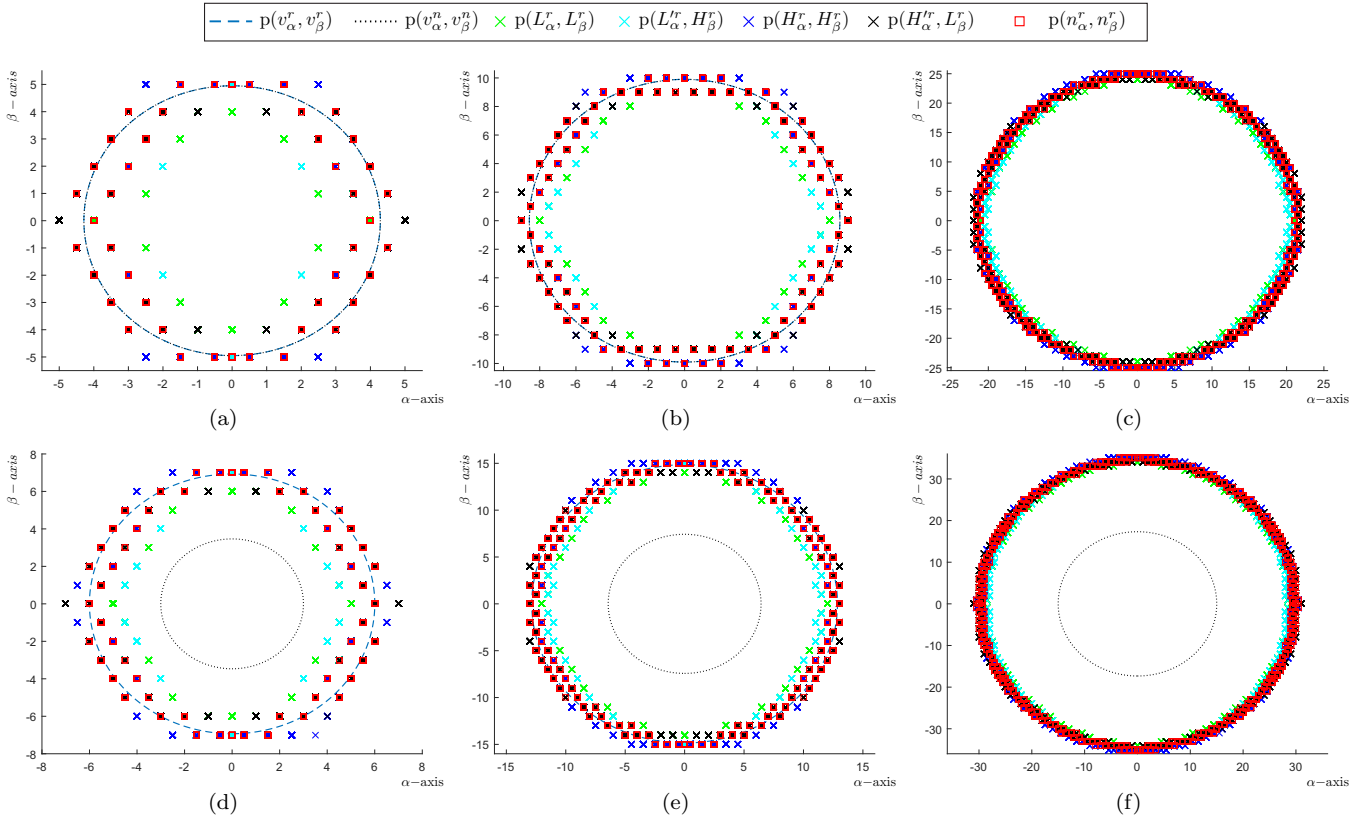


Figura 5. Pontos de referência e sequência de saída da técnica de modulação proposta ($m_a = 0.99$). (a) $N = 10$, (b) $N = 20$, (c) $N = 50$, (d) $N = 7$, (e) $N = 15$, (f) $N = 35$.

Tabela 1. Parâmetros da simulação

Item	Variável	Valor	Unidade
Potência aparente nominal	S	8000	VA
Tensão do barramento CC	V_{dc}	1000	V
Tensão nominal do capacitor do SM	V_c	100	V
Frequência de saída do inversor	f_o	60	Hz
Indutância do braço	L_a	8,3	mH
Capacitor do submódulo	C_{sm}	2,1	mF
Resistência de carga	R_L	125	Ω
Fator de potência	FP	0,95	
Índice de modulação do braço	m_a	0,99	
Nº de SMs / braço	N	10	

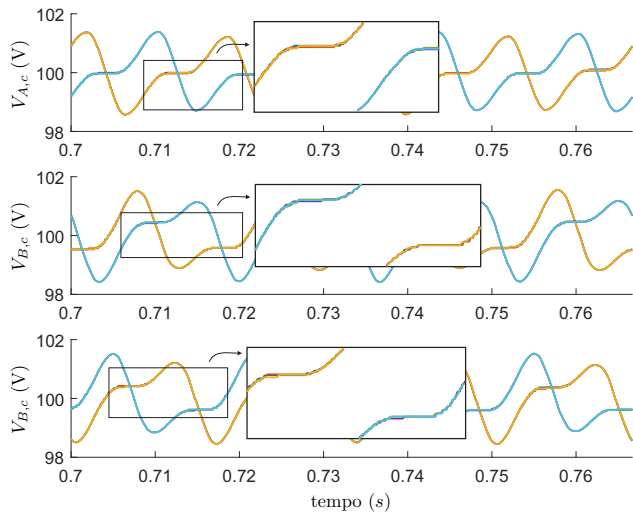


Figura 6. Tensão do capacitor dos submódulos

Figura. 7 mostra a tensão de saída do inversor trifásico com $N + 1$ níveis de tensão (com carga resistiva) e a amplitude da fundamental das três fases tem valores em torno de 496,6V, 495,2V e 495,6V para as fases A, B e C, respectivamente.

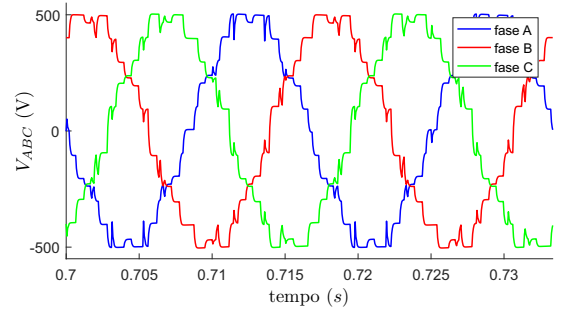


Figura 7. Tensão de saída do inversor trifásico

Uma comparação entre a técnica de modulação dupla do vetor espacial (D-SVM) em Dekka et al. (2016b) com a técnica de modulação proposta é feita, considerando os parâmetros da Tabela 1. Na técnica proposta, a variação pico a pico da tensão do capacitor dos submódulos ($\Delta V_{Ac,pp}$) é relativamente baixa quando é comparada com D-SVM, conforme mostrado na Fig. 8(a). A técnica proposta tem um melhor uso da tensão fundamental comparada com D-SVM para vários valores de m_a , isso é mostrado na Fig. 8(b). Os resultados mostrados são em relação da fase A do sistema trifásico.

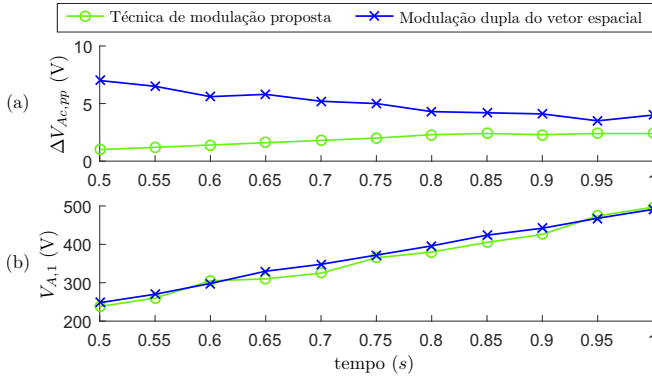


Figura 8. Comparação de diferentes parâmetros vs m_a

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho é apresentado uma nova técnica de modulação baseada teoria dos vetores espaciais, com esta técnica é possível processar a tensão de referência trifásica no mesmo algoritmo.

Os resultados mostram que a técnica proposta tem um desempenho aceitável, no aproveitamento da tensão do barramento CC, e a ondulação da tensão do capacitor dos submódulos é relativamente baixa para diferentes valores de índice de modulação do braço. Portanto, a técnica proposta é adequada para qualquer número de submódulos por braço.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq (440138/2019-1) pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- Davies, M., Dommaschk, M., Dorn, J., Lang, J., Retzmann, D., and Soerangr, D. (2008). HvdC plus-basics and principle of operation. In *Special Edition for Cigré Exposition*.
- Debnath, S., Qin, J., Bahrani, B., Saeedifard, M., and Barbosa, P. (2015). Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1), 37–53. doi:10.1109/TPEL.2014.2309937.
- Dekka, A., Wu, B., Fuentes, R.L., Perez, M., and Zargari, N.R. (2017). Evolution of topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4), 1631–1656.
- Dekka, A., Wu, B., and Zargari, N.R. (2016a). A novel modulation scheme and voltage balancing algorithm for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on industry applications*, 52(1), 432–443.
- Dekka, A., Wu, B., Zargari, N.R., and Fuentes, R.L. (2016b). A space-vector pwm-based voltage-balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 2734–2745.
- Deng, Y., Wang, Y., Teo, K.H., and Harley, R.G. (2015). A simplified space vector modulation scheme for multilevel converters. *IEEE Transactions on Power electronics*, 31(3), 1873–1886.

- Du, S., Dekka, A., Wu, B., and Zargari, N. (2018). *Modular multilevel converters: analysis, control, and applications*. John Wiley & Sons.
- Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003). An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In *Proc. IEEE Bologna Power Tech*, volume 3, 6 pp. Vol.3-. doi:10.1109/PTC.2003.1304403.
- Li, N., Gao, F., Hao, T., Ma, Z., and Zhang, C. (2017). Soh balancing control method for the mmc battery energy storage system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(8), 6581–6591.
- Marquardt, R. and Lesnicar, A. (2003). A new modular voltage source inverter topology. In *Euro Conference of Power Electronics Applications*, 1–6. IEEE.
- Nguyen, T.H., Hosani, K.A., Moursi, M.S.E., and Blaabjerg, F. (2019). An overview of modular multilevel converters in HVDC transmission systems with statcom operation during pole-to-pole DC short circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5), 4137–4160. doi:10.1109/TPEL.2018.2862247.
- Perez, M.A., Bernet, S., Rodriguez, J., Kouro, S., and Lizana, R. (2015). Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1), 4–17. doi:10.1109/TPEL.2014.2310127.
- Ronanki, D. and Williamson, S.S. (2018). Modular multilevel converters for transportation electrification: Challenges and opportunities. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(2), 399–407. doi:10.1109/TTE.2018.2792330.
- Tu, Q., Xu, Z., Huang, H., and Zhang, J. (2010). Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. In *2010 International Conference on Power System Technology*, 1–6. IEEE.
- Vatani, M., Bahrani, B., Saeedifard, M., and Hovd, M. (2014). Indirect finite control set model predictive control of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(3), 1520–1529.

Apêndice A. COMPONENTES INTERNOS DO CONVERSOR MMC

O capacitor do submódulo é dimensionado baseado na troca de energia conforme a ondulação da tensão (Marquardt and Lesnicar, 2003), considerando um fator de ondulação ($0 < \Delta V_c[\%] < 0.1$).

O indutor do braço é dimensionado baseado na igualdade de potência instantânea (Tu et al., 2010), considerando o valor pico da corrente circulante de frequência fundamental dupla (I_{2f}), por fase.