

Estratégia de Modulação Space Vector para o Conversor Multinível Modular

Jerônimo Dorneles Silva Vilaverde
Universidade Federal do Pampa
Alegrete, Brasil
jeronimovilaverde@msn.com

Felipe Bovolini Grigoletto
Universidade Federal do Pampa
Alegrete, Brasil
felipegrigoletto@unipampa.edu.br

Abstract—Este artigo propõe uma estratégia de modulação Space Vector otimizada para o Conversor Multinível Modular-MMC em que sequências de comutação são geradas através da minimização de uma função custo. A escolha dos quatro vetores de comutação mais próximos da referência proporcionam baixa distorção harmônica de tensão de saída e limitada tensão de modo comum. Além disso, os demais objetivos da estratégia são garantir o equilíbrio das tensões dos capacitores dos submódulos e também controlar as correntes internas dos braços do conversor. Resultados de simulação são apresentados para demonstrar o bom desempenho do método de modulação proposto, bem como uma comparação com as estratégias de modulação por comparação com portadora do tipo disposição em fase (*Phase Disposition*-PD) e por deslocamento de fase (*Phase Shift* -PS).

Index Terms—Conversor Multinível Modular, Modulação Space Vector, Sequências de Comutação, Função Custo

I. INTRODUÇÃO

Atualmente há uma demanda crescente por sistemas de acionamento e processamento de energia em média e altas tensões. Dentre estes sistemas destacam-se: links de transmissão em corrente contínua, acionamento de máquinas elétricas, compensadores estáticos de reativos, filtros ativos de potência e sistemas de energia renovável. Devido ao custo e às altas potências processadas, estes sistemas geralmente requerem alta eficiência, dentre outros aspectos. Os conversores multiníveis são amplamente utilizados nestas aplicações industriais por apresentarem diversas vantagens tais como elevada qualidade da energia, modularidade, escalabilidade e elevada eficiência. Devido estes conversores apresentarem tensões de saída com mais de dois níveis, as tensões e correntes de saída apresentam reduzida distorção harmônica o que requer menores volumes de filtro de saída. Além disso, geralmente apresentam menores estresses de tensão sobre os dispositivos interruptores de potência e menores tensões de modo comum. Há uma grande variedade de topologias de conversores com possibilidade de operar em média tensão e alta potência [1]. As topologias mais conhecidas na literatura são: Conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped Converter*, NPC), Conversor com capacitor flutuante (*Flying-Capacitor Converter*, FC) e Conversor ponte H em cascata (*Cascaded H-Bridge*, CHB) [2] [3].

Em 2003, o conversor modular multinível (MMC) foi proposto na literatura por [4] e é mostrado na Figura 1. As principais vantagens desta topologia são a modularidade e a escalabilidade para um maior número de níveis [5]. Além disso, as outras vantagens do MMC frente aos demais conversores citados são a possibilidade de dispensar o uso

de transformadores e a presença um barramento CC comum [6].

Por outro lado, este conversor apresenta desafios em termos de modulação, controle das correntes internas e equilíbrio das tensões dos capacitores dos submódulos [7], [8]. Entre as diversas técnicas de modulação, pode-se destacar três principais vertentes. A primeira consiste em técnicas de modulação de baixa frequência, cujos principais métodos são a síntese de formas de onda quase-quadradas (*Nearst Level Control* - NLC) e a eliminação seletiva de harmônicos (*Selective harmonic elimination* - SHE) [9]. A segunda vertente consiste nas estratégias por comparação com portadoras, como a modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation*, PWM) [10]. A terceira consiste em uma técnica baseada em espaços vetoriais, apresentando graus de liberdade que permitem a seleção de vetores de forma a ordenar o pulso de chaveamento dos dispositivos interruptores sem necessariamente haver um sinal modulante [11]–[14].

Dentre as estratégias de modulação SV aplicadas à conversores multiníveis, destacam-se algoritmos de duas dimensões baseadas em funções trigonométricas ou tabelas pré-computadas [15], [16]. O grande desafio destas estratégias é o aumento da complexidade e do custo computacional devido ao número elevado de níveis [17], [16]. Uma das técnicas propostas para evitar o uso de tabelas e funções foi proposta em [18], que apresenta um baixo custo computacional e baixa complexidade. Já em [19], é proposta uma técnica SV descentralizada para o MMC de múltiplas fases, onde as informações locais são obtidas de células vizinhas de formas que as mesmas possam ajustar o vetor e o tempo de chaveamento do vetor. Em [20] é proposta uma técnica modulação por largura de pulso vetorial (*Space Vector Pulse-Width Modulation*, SVM) dupla que elimina o controlador externo através do controle independente dos braços superiores e inferiores. Já em [21] é proposta de um modelo simplificado SVM com um sistema de coordenadas *H-D* para redução de esforço computacional.

Este artigo desenvolve uma nova técnica de modulação SVM aplicada a conversores conversor multinível modular (*Modular Multilevel converter*, MMC), cujos principais características são descritas a seguir:

- Sintetizar vetores de tensão mais próximos da referência no espaço das tensões de fase de saída;
- Minimizar o número de comutação dos dispositivos interruptores de potência;
- Escolher de forma adequada os vetores redundantes de

- comutação dentre elevado número de possibilidades;
- Controlar as correntes circulantes nas pernas do conversor;
- Controlar as tensões CC sobre os capacitores dos submódulos;
- Controlar as energias total e diferencial associadas ao MMC;

II. DESCRIÇÃO DA MODULAÇÃO SPACE VECTOR(SVM)

A. Algoritmo de busca dos vetores no espaço abc

A estratégia SVM consiste em sintetizar uma tensão média na saída, com base na utilização ponderada de estados de comutação próximos à referência estabelecida. Realiza-se uma busca dos vetores mais próximos à referência, e calcula-se suas respectivas razões cíclicas. Pode-se assim, representar o valor de referência como uma combinação linear dos vetores mais próximos, onde a tensão de saída média do conversor equivale à referência durante o período de comutação [22] [17].

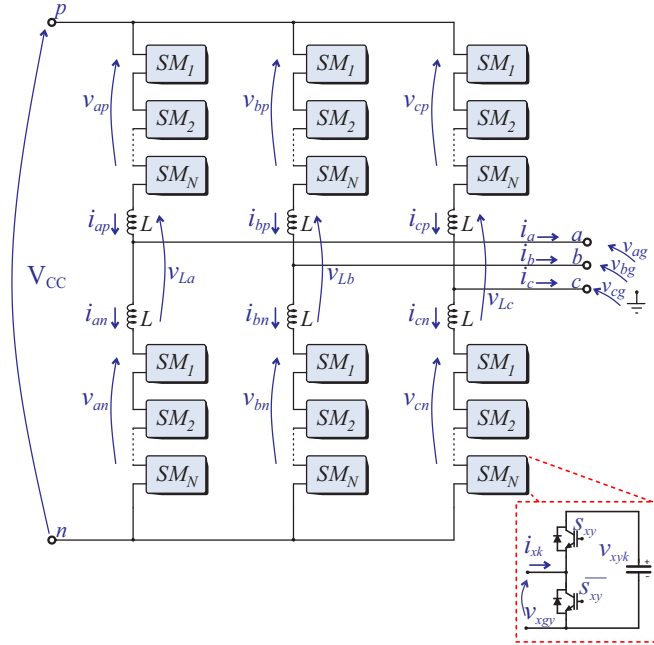


Fig. 1. Conversor Multinível Modular

O MMC trifásico mostrado na Figura 1 possui 2^{6N} vetores de comutação possíveis, onde N é o número de submódulos em meia ponte (HB) localizados no pólo positivo ou negativo de cada braço do conversor. Esses vetores são denotados por $\mathbf{v}^w$, onde $w=1,2,3,...,2^{6N}$. Se a chave do submódulo s_{xyk} estiver acionada, então $v_{xyk} = 1$, caso contrário $v_{xy} = 0$, onde $x = \{a, b, c\}$ representa a fase de saída, $y = \{1, 2, ..., N\}$ o índice do submódulo. O diagrama vetorial contendo o espaço das tensões de saída para um conversor com 4 células por fase é mostrado na Figura 2.

Seja um vetor de tensão de referência $\mathbf{u}_r = [v_a \ v_b \ v_c]$ a ser sintetizado no espaço das tensões de fase de saída. A busca dos vetores mais próximos da referência no espaço das tensões da fase do conversor é baseada na seguinte função de arredondamento:

$$v_{ao} = \text{floor}(v_a), \quad v_{bo} = \text{floor}(v_b), \quad v_{co} = \text{floor}(v_c). \quad (1)$$

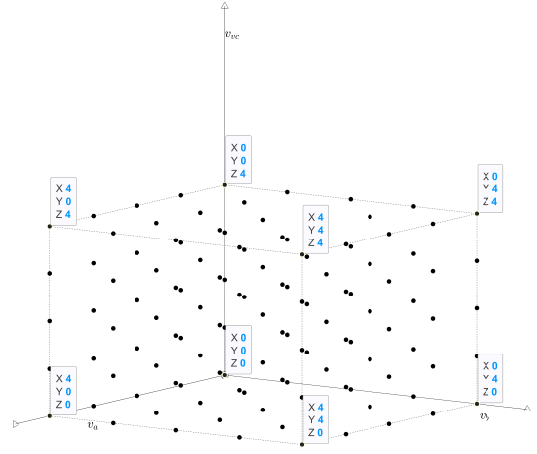


Fig. 2. Espaço vetorial completo em coordenadas abc.

Os vetores mais próximos estão localizados nos vértices do cubo da Figura 3. Os vértices deste diagrama são (v_{ao}, v_{bo}, v_{co}) , $(v_{ao}+1, v_{bo}, v_{co})$, $(v_{ao}, v_{bo}+1, v_{co})$, $(v_{ao}, v_{bo}, v_{co}+1)$, $(v_{ao}+1, v_{bo}+1, v_{co})$, $(v_{ao}+1, v_{bo}, v_{co}+1)$, $(v_{ao}, v_{bo}+1, v_{co}+1)$ e $(v_{ao}+1, v_{bo}+1, v_{co}+1)$.

A partir dos 8 vetores que formam um cubo mostrado na Figura 2, emprega-se uma metodologia apresentada em [17] para a busca dos 4 vetores mais próximos da referência. O interior do cubo onde será localizada a referência pode

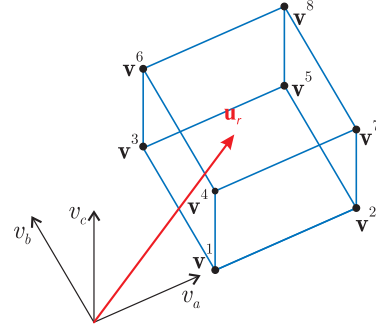


Fig. 3. Vetores de tensão mais próximos da referência no espaço abc.

ser dividido em seis tetraedros. Três planos são empregados para a determinar em qual tetraedro encontra-se a referência. Assim um algoritmo identifica o tetraedro com apenas três comparações entre os planos, independente do número total de níveis que o conversor apresente. O resultado dessa comparação traz a identificação do tetraedro em coordenadas abc que contém o tensão de referência.

B. Metodologia otimizada de definição das sequências de comutação

Como os possíveis estados de comutação apresentam muitas redundâncias, neste artigo é proposto um algoritmo para escolha destas redundâncias baseado em critérios tais como equilíbrio das tensões dos capacitores, controle das correntes internas e estados de comutação.

Seja a equação discreta do modelo que representa a dinâmica das correntes internas no indutor e tensões indi-

viduais preditas do capacitor dos sub-módulos:

$$\begin{aligned} i_{Zx(k+1)}^p &= \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{Zx(k)} - \frac{T_s}{2L} (v_{xp(k)} + v_{xn(k)} - V_{CC}) \\ v_{Cxy(k+1)}^p &= v_{Cxy(k)} + \frac{T_s}{C} S_{xy} i_{Zx(k)} \end{aligned} \quad (2)$$

onde $i_{Zx(k+1)}^p$ e $v_{Cxy(k+1)}^p$ são respectivamente a corrente interna e tensão dos capacitores preditas.

Seja a seguinte função custo a ser minimizada:

$$\begin{aligned} g_j &= \lambda_1 |S_{(k+1)} - S_{(k)}| + \lambda_2 |i_{Zx(k+1)}^* - i_{Zx(k+1)}^p| \\ &+ \lambda_3 |v_{Cxy(k+1)}^* - v_{Cxy(k+1)}^p| \end{aligned} \quad (3)$$

onde S é o estado de condução atual dos interruptores de potência, e λ_1 , λ_2 e λ_3 são os pesos associados a cada parcela da função custo. Este pesos são determinados empiricamente, testando diversos valores até encontrar aqueles que minimizam a função custo. A primeira parcela da função custo refere-se a diferença entre o estado de condução atual e o estado futuro de condução, ou seja, deseja-se minimizar o número de interruptores que mudam de estado a fim de reduzir as perdas de comutação. A segunda e a terceira parcela referem-se ao controle das correntes internas e as tensões individuais dos capacitores das células, respectivamente.

É importante destacar que as referências das correntes internas são provenientes dos controladores de energia total e diferencial dos capacitores das células, como mostrado na Figura 4.

$$\begin{aligned} W_{Tx} &= \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^N (v_{Cxp} + v_{Cxn}) \\ W_{Dx} &= \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^N (v_{Cxp} - v_{Cxn}) \end{aligned} \quad (4)$$

A minimização da função custo consiste em encontrar para cada vetor aplicado, o melhor estado redundante que atinja os objetivos. Assim, cada um dos quatro vetores mais próximos retornará um valor mínimo para a função. Desta forma é possível constituir as sequências de comutação possíveis são mostradas na Figura 5.

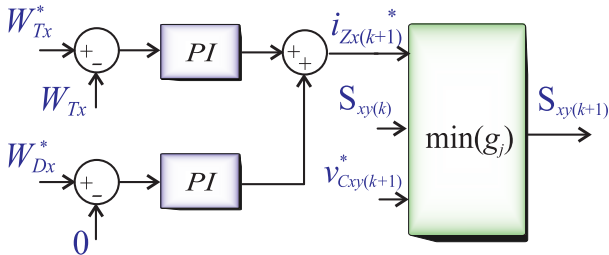


Fig. 4. Diagrama de blocos da modulação SV.

A primeira sequência de comutação possível de ser implementada é Seq_1 , enquanto Seq_2 , Seq_3 e Seq_4 representam as outras possibilidades. Desta forma, a função custo é calculada para todos os estados de comutação redundantes de V_1 e V_4 . Aquele que resulta no menor valor da função custo é o escolhido para o início da sequência. Após isso, são calculadas as funções custo dos estados redundantes de V_2

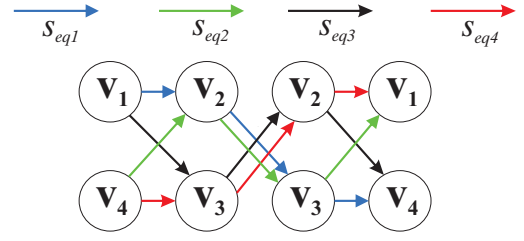


Fig. 5. Possíveis sequências de comutação

e V_3 , e também escolhido para compor a sequência, aquele que resulta no menor valor de função custo. A Figura 6 mostra o algoritmo da definição da sequência de comutação.

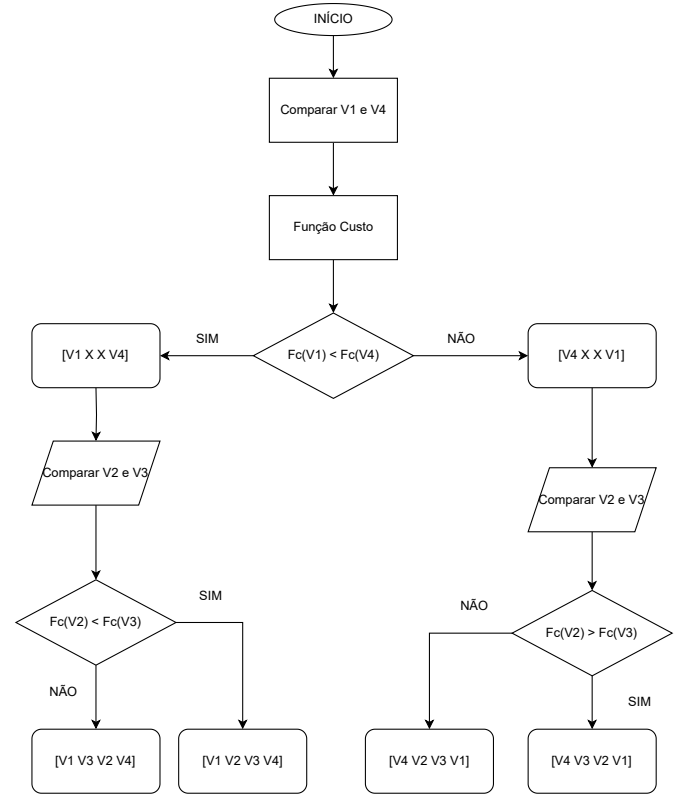


Fig. 6. Fluxograma para determinação das sequências de comutação

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

Resultados de simulação foram obtidos para demonstrar o bom desempenho da técnica de modulação proposta, bem como realizar a comparação entre as estratégias de modulação aplicadas ao conversor MMC. O software PLECS foi utilizado, onde as estratégias de modulação foram implementadas em linguagem C. O conversor MMC foi conectado a uma fonte de tensão constante na entrada CC e foi conectado a uma carga trifásica resistiva-indutiva na saída CA ligada em Y representada por R_o e L_o . Os parâmetros de simulação são apresentados pela Tabela I. Os pesos utilizados na função custo, a citar λ_1 , λ_2 e λ_3 foram determinados empiricamente e são os valores que minimizam a função custo.

Tab. I
PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO.

V_{CC}	3600	V
V_{cap}	1800	V
C	5e-3	F
L	10e-3	H
R	0,1	Ω
R_o	4,1	Ω
L_o	6,7e-3	H
N	2	-
λ_1	980	-
λ_2	875	-
λ_3	0,1	-

Além disso, para realizar uma comparação justa entre as técnicas *PD*, *PS* e *SVM*, escolheu-se a frequência de comutação de forma a igualar as perdas de comutação. Dessa forma, para modulação *SVM* a frequência de comutação é 5kHz, para a modulação *PD* é 9kHz e para modulação *PS* a frequência é de 4,5kHz.

A. Simulação da estratégia SVM

A estratégia *SVM* foi implementada com uma frequência de comutação de 5 kHz. A tensão *PWM* de saída do conversor é mostrada na Figura 7. As tensões de linha, por outro lado, são mostradas na figura 8. Já as correntes de fase de saída são mostradas na Figura 9.

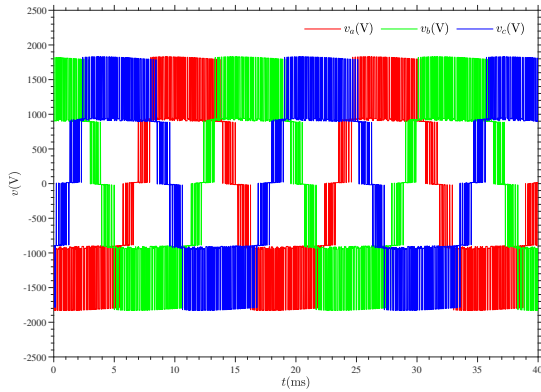


Fig. 7. Tensão PWM de saída - Modulação SVM

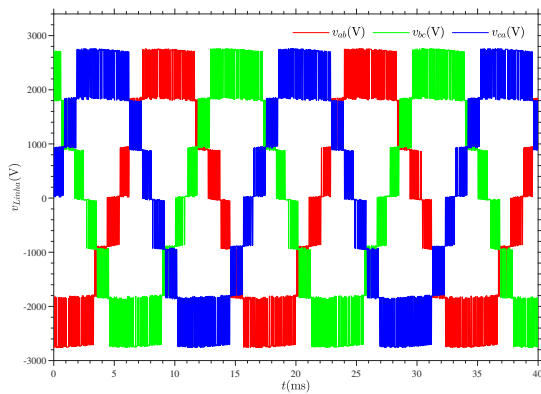


Fig. 8. Tensão de linha - Modulação SVM

A Figura 10 mostra a tensão de modo comum. Além disso, pode-se analisar as correntes dos braços do inversor, mostradas na Figura 11. A Figura 12 mostra as tensões sobre os capacitores dos submódulo (*Submodule*, *SM*) da fase A.

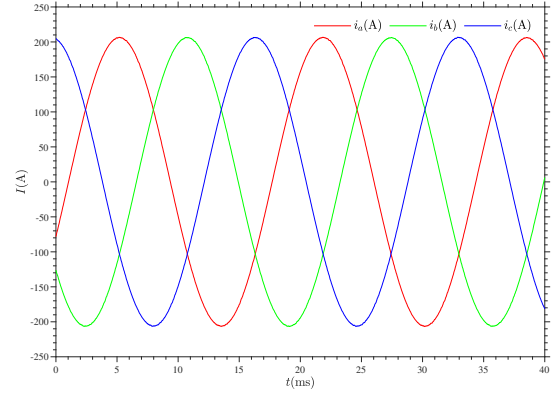


Fig. 9. Correntes PWM de saída - Modulação SVM

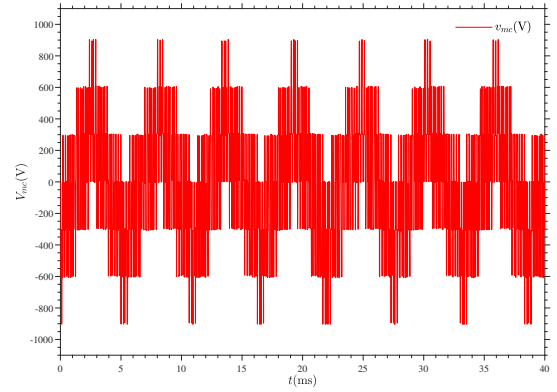


Fig. 10. Tensão de modo comum - Modulação SVM

B. Comparação dos Resultados

As estratégias de modulação simuladas foram comparadas em relação a perdas nos semicondutores de potência, distorção harmônica total (*total harmonic distortion*, *THD*) das correntes de saída, variação das tensões dos capacitores e tensão de modo comum. Para tal, a potência entre as três metodologias foi igualada. A Figura 13 mostra os valores de cada uma das estratégias. A potência média das três estratégias é em torno de 250 kW. As perdas totais apresentadas por cada metodologia são mostradas na Figura 14. No gráfico da Fig. 14 é possível verificar que as três estratégias apresentaram as perdas.

A segunda variável avaliada foi a distorção harmônica

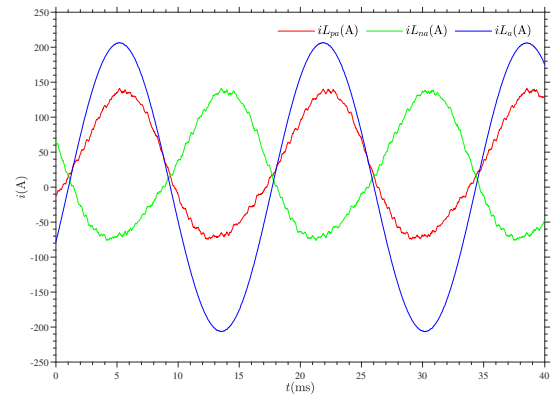


Fig. 11. Correntes dos braços - Modulação SVM

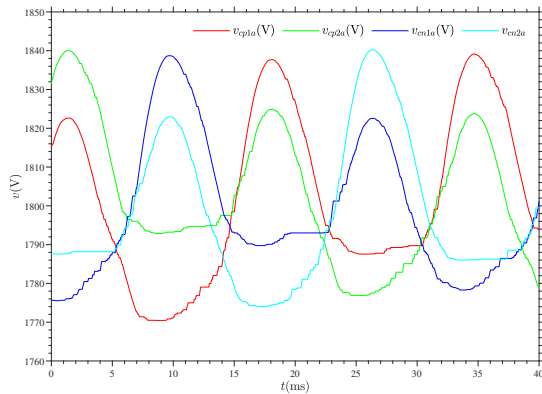


Fig. 12. Tensão sobre os capacitores dos SM - Modulação SVM.

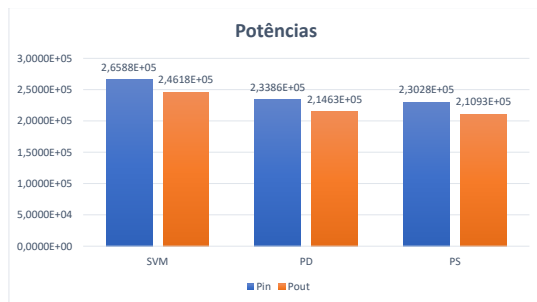


Fig. 13. Potências de entrada e de saída

total (*total harmonic distortion, THD*) das correntes de saída, mostrado na Figura 15. Este quesito demonstra claramente a superioridade que a estratégia SVM tem sobre as demais metodologias testadas.

O terceiro aspecto avaliado é a tensão de modo comum, mostrado na Figura 16. No gráfico é possível analisar que o método SVM tem como uma desvantagem o maior valor de

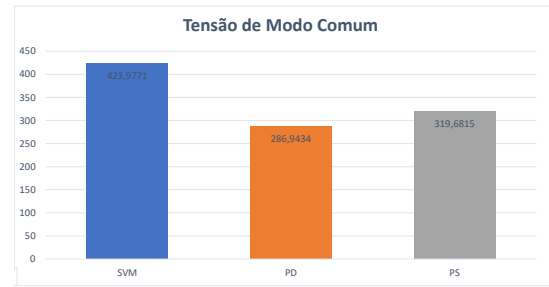


Fig. 16. Tensão de Modo Comum.

tensão de modo comum, que fica até 131 V acima das outras técnicas testada.

A estratégia SVM apresentou a máxima ondulação da tensão sobre os capacitores dos SM maior que os outros dois métodos. A Figura 17 mostra que a máxima ondulação variação é 0.3802 % para o método SVM.

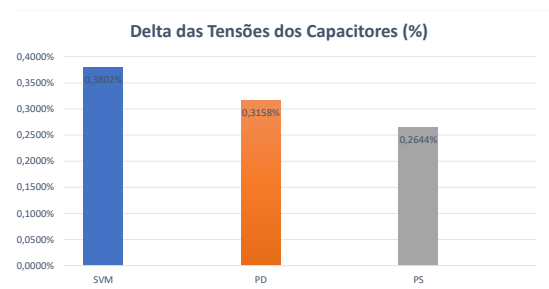


Fig. 17. Variação da tensão sobre os capacitores dos SM.

IV. CONCLUSÃO

A modulação modulação por largura de pulso vetorial (*Space Vector Pulse-Width Modulation, SVM*) se mostrou boa alternativa para conversores MMC em aplicações de média tensão. Este método menores (*THD*) das correntes de saída para equivalente perdas de comutação. A vantagem principal do método proposto é a busca otimizada dos vetores para formar sequências de comutação, bem como na escolha do critério a ser priorizado e refinado através dos pesos ou λ s da função custo.

V. AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

REFERENCES

- [1] M. Hiller, R. Sommer, and M. Beuermann, "Medium-voltage drives," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 16, no. 2, pp. 22–30, 2010.
- [2] M. S. Diab, "Modular multilevel converter designs for medium-voltage machine drives," Master's thesis, University of Strathclyde, Escócia, 2019.
- [3] S. Du, B. Wu, N. R. Zargari, and Z. Cheng, "A flying-capacitor modular multilevel converter for medium-voltage motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2081–2089, 2017.
- [4] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, 2003, pp. 6 pp. Vol.3–.
- [5] A. Marchioro, "A eficiência energética na transmissão em alta tensão em corrente contínua," Master's thesis, Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, 2014.

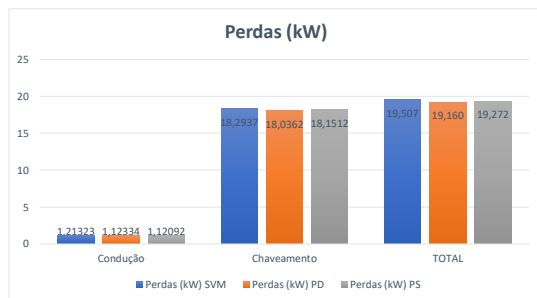


Fig. 14. Perdas totais das estratégias de modulação.

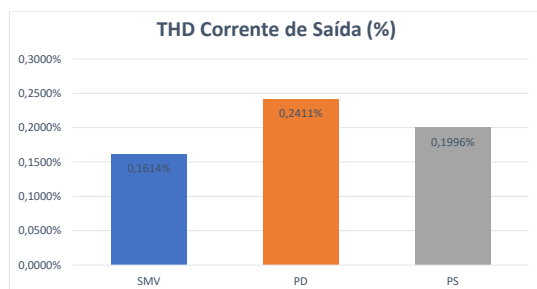


Fig. 15. THD - Estratégias de Modulação.

- [6] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 4–17, 2015.
- [7] L. Angquist, A. Antonopoulos, D. Siemaszko, K. Ilves, M. Vasiladiotis, and H. Nee, "Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011.
- [8] D. F. Baú, G. Sebastião da Silva, H. Pinheiro, and F. B. Grigoletto, "Pd modulation strategy for modular multilevel converters," in *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2016, pp. 1–6.
- [9] P. M. Meshram and V. B. Borghate, "A simplified nearest level control (nlc) voltage balancing method for modular multilevel converter (mmc)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 450–462, 2015.
- [10] F. B. Grigoletto and H. Pinheiro, "Generalised pulse width modulation approach for dc capacitor voltage balancing in diode-clamped multilevel converters," *IET Power Electronics*, vol. 4, pp. 89–100(11), January 2011. [Online]. Available: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2009.0214>
- [11] D. A. Schuetz, F. de M. Carnielutti, H. Pinheiro, and F. B. Grigoletto, "Optimal 3d space vector modulation for packed-u-cells converter," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, 2019, pp. P.1–P.10.
- [12] F. B. Grigoletto, "Space vector modulation for three-phase multilevel switched-capacitor inverter," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 19, no. 4, pp. 575–583, 2021.
- [13] F. B. Grigoletto, M. Stefanello, G. S. da Silva, and H. Pinheiro, "Space vector pulse width modulation for modular multilevel converters," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 2575–2581.
- [14] F. B. Grigoletto, D. Schuetz, L. A. Junior, F. de M. Carnielutti, and H. Pinheiro, "Space vector modulation for packed-u-cell converters (puc)," in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2018, pp. 4498–4503.
- [15] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari, and G. Sciutto, "A new multilevel pwm method: a theoretical analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 497–505, 1992.
- [16] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2001.
- [17] M. Prats, L. Franquelo, R. Portillo, J. Leon, E. Galvan, and J. Carrasco, "A 3-d space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 1, no. 4, pp. 110–114, 2003.
- [18] M. Prats, J. Carrasco, and L. Franquelo, "Effective space-vector modulation algorithm for multilevel converters," in *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, vol. 4, 2002, pp. 3129–3133 vol.4.
- [19] P. Cong Nguyen and Q. Dung Phan, "The development of decentralized space vector pwm method for multilevel multiphase converters," in *2020 IEEE Eighth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, 2021, pp. 163–168.
- [20] A. Dekka, B. Wu, N. R. Zargari, and R. L. Fuentes, "A space-vector pwm-based voltage-balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2734–2745, 2016.
- [21] H. Wu, J. Liu, S. Ouyang, Y. Zhang, X. Chen, and S. Song, "A novel simplified space vector modulation algorithm for multilevel converters," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, pp. 1–5.
- [22] D. A. Schuetz, F. B. Grigoletto, F. Carnielutti, and H. Pinheiro, "Discontinuous space vector modulation for three-phase five-levels packed-u-cell converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 12, pp. 14 353–14 365, 2021.