

# Análise de Operação de um Conversor Multinível Modular Híbrido

Dimas Alã Schuetz  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, RS, Brasil, 97105-900  
Email: dimasschuetz96@gmail.com

Guilherme Sebastião da Silva  
Universidade Federal do Pampa  
Alegrete, RS, Brasil, 97546-550  
Email: guilhermesds@gmail.com

Felipe Bovolini Grigoletto  
Universidade Federal do Pampa  
Alegrete, RS, Brasil, 97546-550  
Email: grigoletto@gmail.com

**Resumo**—O presente artigo tem como objetivo apresentar o estudo de um Conversor Multinível Modular Híbrido. Este conversor é formado por submódulos (SMs) com diferentes níveis de tensões que operam em frequências distintas. Propõe-se que os SMs com maior tensão operem com a estratégia de Modulação por Aproximação de Nível (NLM), em baixa frequência de comutação, e os submódulos com menor tensão sejam operados pela Modulação por Largura de Pulso (PWM), com alta frequência de comutação. Visto que o SM operado em alta frequência não mantém a tensão CC controlada, necessita-se alimentar o mesmo de forma isolada, por meio da conexão de um transformador CA-CC. Tendo em vista o controle do conversor, são implementadas técnicas para a corrente interna e para o balanço das tensões dos capacitores (*Sorting Algorithm*). Por fim, através de simulações, realizadas no ambiente computacional PSIM®, são obtidos os principais resultados, a fim de validar o trabalho proposto.

**Palavras-chave**—Conversor Multinível Modular, Estratégia de Modulação, Frequência de Comutação, Técnica de Controle, Topologia Híbrida.

## I. INTRODUÇÃO

O Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter* - MMC) é uma topologia multinível recente, que se destaca principalmente por sua modularidade, a qual proporciona vantagens como a escalabilidade para diferentes níveis de tensão e potência [1], [2]. Além disso, outros aspectos positivos podem ser citados, tais como a utilização de um único barramento de tensão em corrente contínua (CC), comum para todos os submódulos (SMs), e a possibilidade de operação de forma segura em caso de falhas de dispositivos [3].

Por sua vez, o conversor multinível híbrido pode ser definido como aquele que possui estratégias de modulação, tecnologias de semicondutores, topologias ou valores de tensão distintos entre seus SMs [4]. Como principal vantagem, o conversor multinível pode ser implementado na forma híbrida possibilitando um maior número de níveis, reduzindo o conteúdo harmônico na forma de onda da tensão de saída [5]–[7].

Ao longo dos últimos anos, diversas estratégias de modulação vêm sendo abordadas para o MMC, as quais diferenciam-se em termos como frequência de comutação, número de níveis na tensão de saída, taxas de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* - THD), distribuição de potência entre os SMs, entre outras características. Em [8] é abordada a

modulação por aproximação de nível (*Nearest Level Modulation* - NLM) onde, através da modificação do ponto de arredondamento da estratégia, obtém-se uma forma de onda de tensão com um número de níveis superior àquela obtida pela estratégia convencional. Caracterizada como uma estratégia de baixa frequência de comutação, resulta em baixos valores de perdas nos dispositivos semicondutores [9].

Através das vantagens da estratégia NLM modificada, a utilização da mesma nas topologias híbridas se mostra como uma alternativa interessante. Em [10] é apresentada uma topologia de MMC Híbrido, composta por topologias de SMs distintas. Combinando as topologias ponte-completa, empregada em um SM, e meia-ponte, nos demais SMs do mesmo polo, os autores mostram a possibilidade de obtenção de uma forma de onda da tensão de fase com  $2N+1$  níveis, onde  $N$  representa o número de SMs de um polo do conversor.

Com o objetivo de obter uma forma de onda da tensão de saída com um número ainda maior de níveis, em [7] é abordado um MMC híbrido associando-se duas estratégias de modulação com frequências distintas. Dispostas em dois braços distintos, a estratégia NLM é utilizada em conjunto da estratégia de modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation* - PWM) resultando em um maior número de níveis, se comparada às topologias convencionais. Como desvantagem, a divisão em dois braços assimétricos dificulta a expansão para um sistema trifásico.

Nesse sentido, este artigo concentra-se no estudo de uma topologia MMC híbrida, obtida através da associação das estratégias PWM e NLM, sendo a primeira aplicada em um SM e a segunda aplicada nos demais SMs, dispostos em um mesmo braço do conversor. Esta proposta busca apresentar um conversor assimétrico com um número maior de níveis quando comparado ao MMC convencional, enquanto utiliza-se a mesma quantidade de dispositivos semicondutores, reduzindo, assim, o custo do conversor sem limitar a qualidade da forma de onda da tensão de saída.

Este artigo está organizado da seguinte maneira: A Seção II apresenta uma comparação entre as topologias convencionais e a topologia proposta, em termos de números de níveis na forma de onda da tensão de saída. A Seção III apresenta o princípio de operação da topologia proposta, bem como as técnicas de controle para corrente e tensão aplicadas ao conversor. A Seção IV traz os principais resultados de simulação e, por fim,

a Seção V apresenta as conclusões do trabalho.

## II. COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS CONVENCIONAIS E HÍBRIDA

Diversas estratégias de modulação podem ser implementadas em topologias de MMCs convencionais de forma a sintetizarem  $2N+1$ , ou  $N+1$ , níveis de tensão de fase. Por outro lado, com uma topologia híbrida pode-se obter até  $4N+1$  níveis, representando aproximadamente o dobro de níveis em relação às topologias convencionais [11].

Neste sentido, uma configuração de MMC híbrido, com  $N-1$  SMs comutados em baixa frequência e um SM em alta frequência de comutação, cuja tensão CC é igual a metade da tensão dos demais SMs, pode gerar até  $4N-3$  níveis. A Figura 1 representa o número de níveis da forma de onda da tensão de saída em função da quantidade de SMs implementados, para estruturas de MMCs híbrido e convencional.

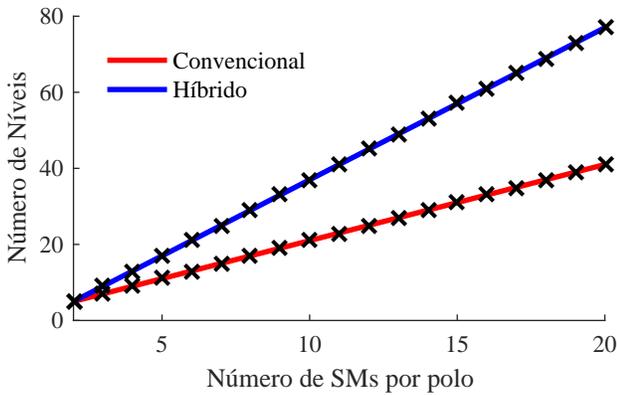


Figura 1: Comparação do número de níveis da tensão de saída em relação à quantidade de SMs, para as topologias convencional, com  $2N+1$  níveis, e híbrida, com  $4N-3$  níveis.

Conforme a Figura 1, verifica-se que a topologia híbrida sintetiza um número maior de níveis de tensão, em comparação às topologias convencionais. Nesse sentido, é uma alternativa que se mostra atrativa em aplicações onde necessita-se uma grande quantidade de níveis na forma de onda da tensão de fase, sem elevar consideravelmente a quantidade de dispositivos de potência na estrutura do conversor.

## III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO MMC HÍBRIDO

A topologia de MMC Híbrido adotada tem como característica a distribuição de tensão de forma não uniforme entre os SMs. A partir disso, estratégias de modulação distintas são aplicadas ao conversor, fazendo com que os SMs operem em frequências de comutação distintas, de acordo com seus respectivos níveis de tensão e potência.

De forma geral, o MMC é composto por um único barramento de tensão contínua ( $V_{cc}$ ), com nível de tensão igual ao somatório das tensões dos SMs de um polo. Em paralelo ao barramento CC há um braço de operação, dividido em polo positivo ( $p$ ) e polo negativo ( $n$ ). Cada polo é composto por um número igual de SMs. Além disso, são inseridos indutores ( $L$ )

em série com o intuito de limitar as derivadas das correntes nos polos.

Todos os SMs do MMC são de topologia meia-ponte. Nesta topologia, cada SM é composto por um elemento ativo armazenador de energia, o capacitor, e por dois elementos passivos, os dispositivos semicondutores interruptores. Sendo assim, todos os SMs podem admitir dois valores distintos de tensão: tensão nula ou a tensão do capacitor. A Figura 2 representa a topologia do MMC híbrido proposta neste trabalho.

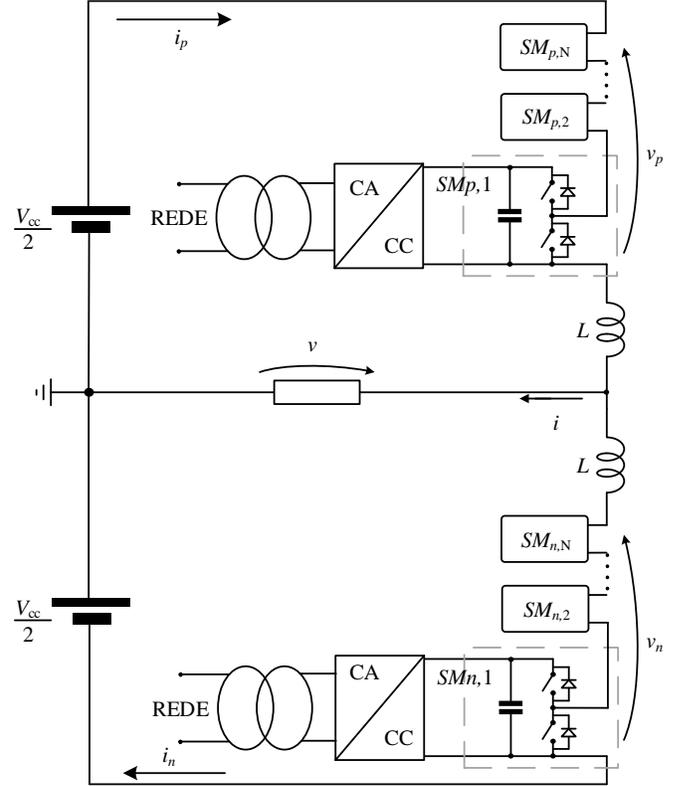


Figura 2: Topologia do MMC híbrido composta de  $N$  SMs por polo.

Considerando-se a Figura 2, pode-se aplicar a Lei de Kirchoff das Tensões (LKT) na malha externa do conversor, obtendo-se a seguinte equação:

$$V_{cc} = v_p(t) + v_n(t) + L \frac{di_p(t)}{dt} + L \frac{di_n(t)}{dt} \quad (1)$$

Verifica-se a necessidade de implementação de técnicas de controle das correntes dos polos  $i_p$  e  $i_n$ . Componentes indesejadas na corrente interna podem levar as elevadas perdas no dispositivos semicondutores de potência.

De forma análoga, pode-se aplicar a LKT também nas malhas internas do conversor para a obtenção da tensão de saída do conversor ( $v$ ). Considerando-se a tensão média nula sobre os indutores, podem-se escrever as seguintes equações para os polos positivo e negativo, respectivamente.

$$\begin{cases} -\frac{V_{cc}}{2} + v_p(t) + v(t) = 0 \\ -\frac{V_{cc}}{2} + v_n(t) - v(t) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Subtraindo-se as equações expostas em (2), encontra-se a equação para a tensão de saída do conversor, dada por:

$$v(t) = \frac{v_n(t) - v_p(t)}{2} \quad (3)$$

onde  $v_p(t)$  e  $v_n(t)$  representam as tensões nos polos positivo e negativo, respectivamente, dadas pelo somatório das tensões dos SMs de cada polo:

$$\begin{cases} v_p(t) = v_{SMp,1}(t) + v_{SMp,2}(t) + \dots + v_{SMp,N}(t) \\ v_n(t) = v_{SMn,1}(t) + v_{SMn,2}(t) + \dots + v_{SMn,N}(t) \end{cases} \quad (4)$$

em que  $v_{SMp,k}$  e  $v_{SMn,k}$ , com  $k = 1, 2, \dots, N$ , representam as tensões alternadas dos SMs dos polo positivo e negativo, respectivamente.

#### A. Estratégias de Modulação

As estratégias de modulação utilizadas no conversor são propostas levando em consideração os respectivos níveis de tensão e potência dos SMs. Neste sentido, para os SMs com maior tensão é utilizada a estratégia NLM, resultando em baixa frequência de comutação. Já os SMs com baixos níveis de tensão, são operados através da estratégia PWM, em alta frequência de comutação.

Conforme [8], modificando-se o ponto de arredondamento da estratégia NLM convencional de 0,5 para 0,25 ou 0,75, deslocam-se os instantes de ativação dos SMs de um polo em relação ao outro, resultando em uma forma de onda da tensão de fase com  $2N+1$  níveis. Além disso, com o ponto de arredondamento em 0,25 se aplica uma tensão negativa sobre os indutores, enquanto que com um ponto de arredondamento em 0,75 a tensão aplicada sobre os indutores é positiva.

Similar à estratégia convencional, o polo do conversor é submetido a uma forma de onda com  $N+1$  níveis de tensão. Em contrapartida, verifica-se uma forma de onda de saída com  $2N+1$  níveis de tensão, o que resulta em um sinal de tensão de fase com um maior número de níveis, quando comparada à estratégia NLM convencional.

O princípio de operação do SM com modulação PWM leva em consideração um sinal modulante e apenas uma portadora, com defasagem nula entre os polos. Através do sinal de referência para a tensão de fase do conversor e da forma de onda de tensão gerada a partir dos SMs comutados em baixa frequência, define-se a forma de onda modulante para o SM comutado em alta frequência, que é dada através da diferença entre as duas tensões supracitadas. Essa onda modulante é aplicada neste SM com uma defasagem de 180 graus entre os polos positivo e negativo. A Figura 3, demonstra o esquemático das estratégias de modulação aplicadas ao MMC híbrido proposto neste trabalho.

Conforme a Figura 3, aplica-se uma tensão de referência ( $V_{ref}$ ), com amplitude igual a soma das tensões dos SMs com modulação NLM, para o cômputo da estratégia NLM, aplicada aos SMs com maior tensão. Esta referência é defasada em 180 graus entre os polos positivo e negativo. Com a tensão gerada pelos SMs de modulação NLM, obtém-se a forma de onda modulante para o SM de modulação PWM, a qual é dada pela

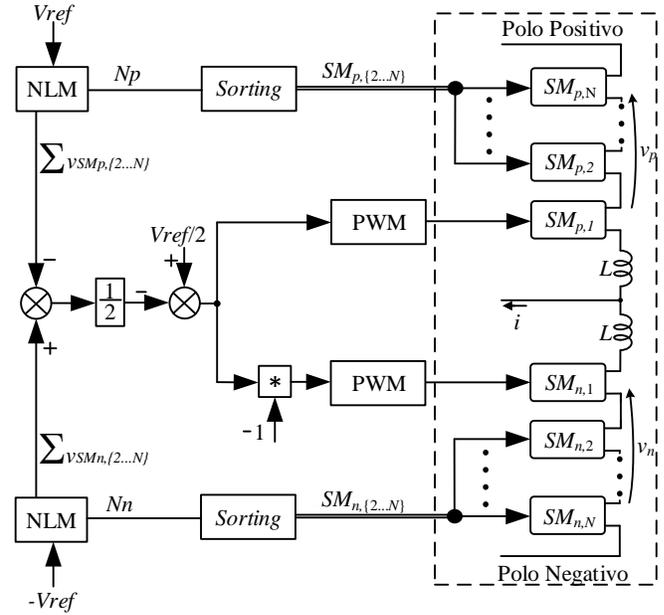


Figura 3: Esquemático da modulação aplicada ao MMC híbrido.

diferença entre a tensão de referência ( $V_{ref}/2$ ) e um meio da diferença entre o somatório das tensões do polo negativo e o somatório das tensões do polo positivo, considerados apenas os SMs com modulação NLM.

A partir disso, é possível verificar que a forma de onda da tensão de cada polo do conversor é o resultado entre a soma da forma de onda de tensão sintetizada pelos SMs comutados em baixa frequência, modulação NLM, com a forma de onda obtida do SM comutado em alta frequência, modulação PWM. Assim, é possível sintetizar níveis adjacentes, reduzindo consideravelmente o conteúdo harmônico da forma de onda da tensão de fase.

A Figura 4 representa a forma de onda obtida apenas pelos SMs com modulação NLM, junto da forma de onda de referência. Para isso, considerou-se uma topologia composta por cinco SMs com modulação NLM, aos quais atribuiu-se o valor da tensão interna igual a 2 p.u..

A diferença entre a forma de onda de referência e a forma de onda de tensão dos SMs com modulação NLM resulta na forma de onda modulante para o SM com modulação PWM, como mostrado no esquemático da Figura 3. Na Figura 5 é mostrada a forma de onda da tensão de saída do conversor.

A tensão de saída do conversor, mostrada na Figura 5 é composta por vinte e um níveis. Conforme mostrado, quanto maior é o número de níveis da forma de onda da tensão de saída, maior a proximidade com a referência de tensão e, conseqüentemente, menor o volume dos filtros de saída.

#### B. Ordenamento das Tensões dos Capacitores (Sorting)

O princípio básico da estratégia de modulação aplicada aos SMs que operam em baixa frequência de comutação é determinar a quantidade de SMs que devem ser ativados, em cada

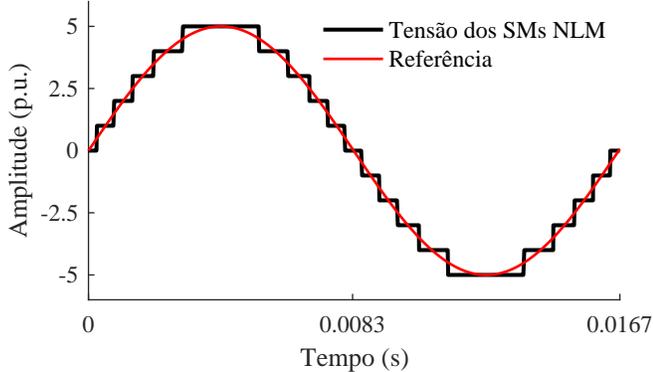


Figura 4: Tensão resultante dos cinco SMs com modulação NLM e forma de onda de referência.

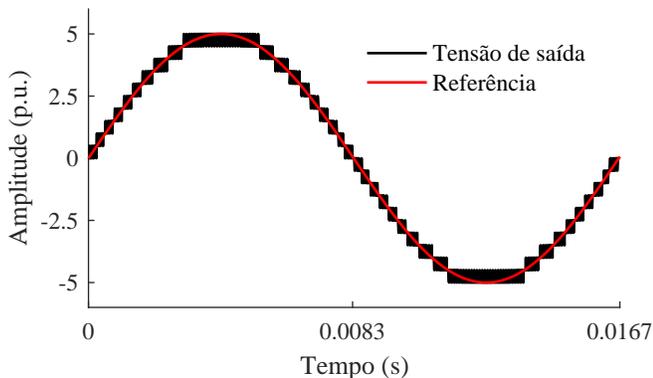


Figura 5: Tensão de saída do conversor, para cinco SMs NLM e um SM PWM, composta por 21 níveis.

um dos polos, dada uma forma de onda de referência e um determinado instante de tempo. Entretanto, esta estratégia não define, especificamente, quais os SMs a serem ativados. Assim, salvos os casos onde o cômputo da estratégia resulta em todos, ou nenhum, SMs ativados, surgem casos redundantes para a seleção de ativação destes SMs.

Através da ativação de um SM qualquer, a polaridade da corrente circulante no polo é responsável pela carga ou descarga do respectivo capacitor. Considerando uma corrente positiva no polo, os capacitores dos SMs ativados são carregados, incrementando a tensão dos mesmos. De forma contrária, uma corrente negativa implica na descarga dos capacitores e no decremento da respectiva tensão. A partir disso, a cada período de amostragem, são medidas as correntes dos polos e as tensões dos capacitores, sendo os SMs classificados em ordem decrescente, conforme as tensões dos próprios capacitores, através de um algoritmo de ordenamento.

Assim, pode-se dividir a seleção dos SMs em dois casos distintos, conforme a polaridade da corrente medida em cada polo. Quando a corrente medida é positiva são escolhidos os SMs com os capacitores de valores mais baixos de tensão, a fim de carregá-los. Já quando a polaridade da corrente é

negativa, os SMs com os capacitores de maior tensão são ativados, descarregando os capacitores. Com isso, as tensões de todos os capacitores são balanceadas resultando numa baixa ondulação de tensão nos mesmos.

A Figura 6 mostra um exemplo de atuação do algoritmo de ordenamento aplicado em um MMC composto de cinco SMs ( $N=5$ ) por polo. Vale ressaltar que este algoritmo leva em consideração apenas os SMs comutados em baixa frequência, visto que não há estado redundante para o SM comutado em alta frequência.

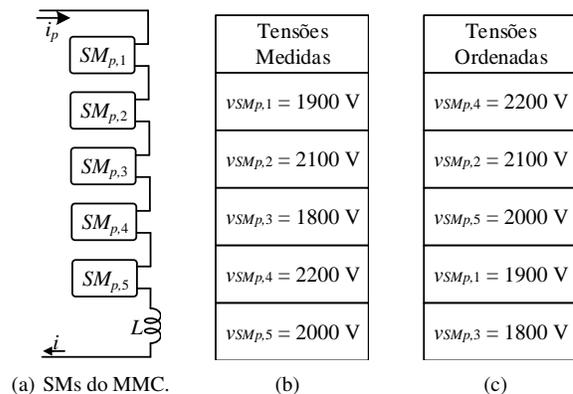


Figura 6: Atuação do algoritmo de ordenamento para o polo positivo do MMC híbrido, com  $N=5$ .

### C. Técnica de Controle da Corrente Interna

A função arredondamento na estratégia NLM modificada, responsável pelo cálculo da quantidade de SMs ativados num polo, pode ser realizada considerando-se 0,25 ou 0,75. Através da troca do ponto de arredondamento, varia-se a polaridade da tensão aplicada aos indutores e, consequentemente, a polaridade das correntes internas do conversor. Assim, com um ponto de arredondamento em 0,25, aplica-se uma tensão negativa nos indutores, enquanto que, com um ponto de arredondamento fixado em 0,75, verifica-se uma tensão positiva nos mesmos.

A corrente interna a ser controlada é dada por:

$$i_{zm} = \frac{i_p + i_n}{2} \quad (5)$$

em que  $i_p$  e  $i_n$  são as correntes medidas nos polos positivo e negativo, respectivamente.

A referência de corrente  $I_z$ , é acrescida de um valor de banda ( $\Delta i$ ), resultando no limite superior que a corrente interna ( $i_{zm}$ ) pode admitir para que o ponto de arredondamento da estratégia seja mudado de 0,75 para 0,25. De forma contrária, subtraindo-se o valor da banda de oscilação do valor de referência da corrente  $I_z$ , obtém-se o limite inferior, onde muda-se o valor do ponto de arredondamento de 0,25 para 0,75, quando a corrente interna é igual ou menor que o respectivo limite.

A fim de limitar a oscilação da referência de corrente  $I_z$ , onde verifica-se a presença de segunda e de quarta harmônicas,

utiliza-se um filtro rejeita faixa com frequência de corte centrada em 120 Hz e largura de banda de 40 Hz.

#### IV. RESULTADOS

Os resultados de simulação foram obtidos a partir de uma topologia com seis SMs em cada polo, divididos em um SM modulado pela estratégia PWM e os demais pela estratégia NLM. A Tabela I mostra os parâmetros utilizados na simulação. Para a análise dos resultados, considerou-se um índice de modulação igual a 0,95, a fim de se obter uma forma de onda com um número máximo de níveis, sendo que o mesmo varia conforme mudança no valor de  $m_a$ .

Tabela I: Dados de Simulação.

Descrição	Valor
Tensão do Barramento CC ( $V_{cc}$ )	11 kV
Capacitores dos SMs (C)	4 mF
Indutores (L)	15 mH
Frequência da Portadora - SM PWM	9 kHz
Carga de Saída	5 $\Omega$
Frequência de Amostragem - <i>Sorting</i>	1 kHz
Frequência de Amostragem - Controle de Corrente	10 kHz
Potência do MMC	1,8 MW

##### A. Tensões dos Capacitores dos SMs

Como apresentada, a técnica de ordenamento das tensões dos capacitores dos SMs é responsável pela escolha dos SMs a serem ativados nos instantes de redundância da estratégia NLM modificada. A Figura 7 demonstra o comportamento das tensões dos capacitores do polo positivo, considerando duas etapas:

- 1ª Etapa de 0 à 0,04s: técnica de controle desativada;
- 2ª Etapa de 0,04 à 0,2s: técnica de controle ativada.

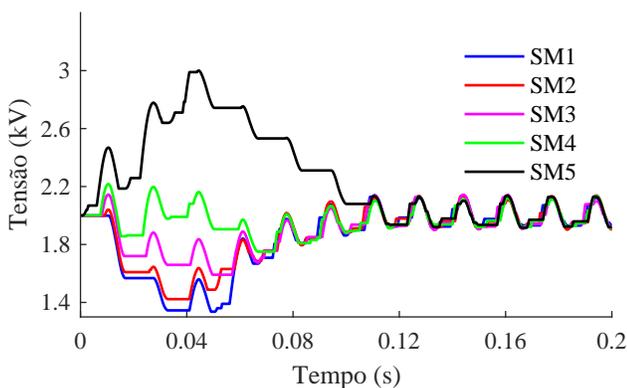


Figura 7: Comportamento das tensões dos capacitores dos SMs NLM do polo positivo.

Através da Figura 7 verifica-se, que sem a atuação da técnica de ordenamento, ocorre um desequilíbrio de tensão entre os SMs do conversor, podendo ocasionar distorções na forma de onda da tensão de saída do MMC. Assim,

considerando os capacitores pré carregados com uma tensão de 2 kV e uma frequência de amostragem igual a 10 kHz, obtém-se uma ondulação de tensão nos capacitores dos SMs de aproximadamente 10%.

##### B. Correntes Internas e de Saída

Na Figura 8 são mostradas as correntes nos polos do conversor e a corrente de saída, dada pela diferença entre a corrente do polo positivo e a corrente do polo negativo. Para isso, considerou-se a frequência de amostragem da técnica de controle por histerese igual a 10 kHz e cinco ciclos de fundamental.

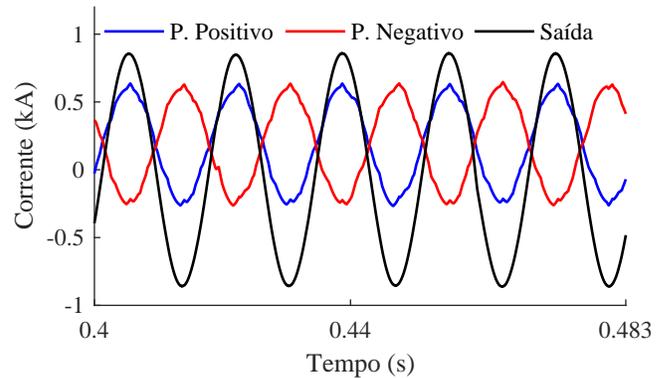


Figura 8: Correntes internas e corrente de saída do MMC.

Para as correntes dos polos verificam-se valores cujas amplitudes chegam a 630 A. Já para a corrente de saída, os valores máximos chegam a 860 A. Com a implementação da técnica de controle por histerese, verifica-se que o comportamento da corrente se mantém constante em regime.

##### C. Operação dos SMs no Polo Positivo

A Figura 9 representa os instantes de comutação de todos os SMs do polo positivo, considerando cinco ciclos para os SMs NLM e um ciclo para o SM com modulação PWM. Para isso, os SMs são representados pelos valores de 0 (SM desativado) e 1 (SM ativado).

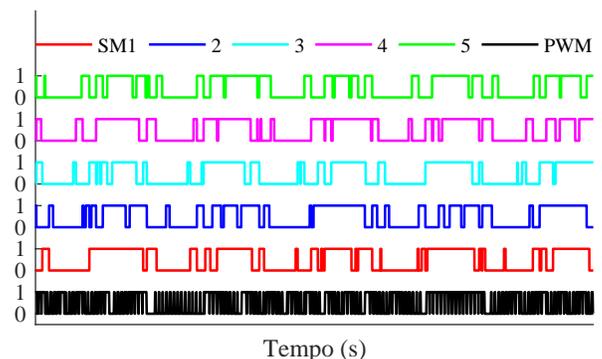


Figura 9: Comutações dos SMs do polo positivo.

Conforme a Figura 9, verificam-se, em média, nove a dez comutações para os SMs operados em baixa frequência de comutação, com modulação NLM. Já para o SM que opera em alta frequência, o número de comutações é diretamente proporcional à frequência da portadora para a estratégia PWM.

À medida que a taxa de amostragem da técnica de controle da corrente é alterada, verifica-se uma variação na quantidade de comutações dos SMs com modulação NLM. Por exemplo, para uma taxa de amostragem de 2 kHz, observa-se uma média de sete a oito comutações por ciclo de fundamental. Já para uma taxa de amostragem de 20 kHz, verificam-se dez a onze comutações por ciclo de fundamental.

De forma geral, quão maior é a taxa de amostragem desta técnica, maior é a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores dos SMs com modulação NLM do conversor.

#### D. Potência Processada pelo SM PWM

Com o objetivo de relacionar a potência processada pelo submódulo de alta frequência de comutação com a potência de saída do conversor, a Figura 10 mostra o comportamento de ambas, considerando a topologia proposta com cinco SMs operados em baixa frequência de comutação.

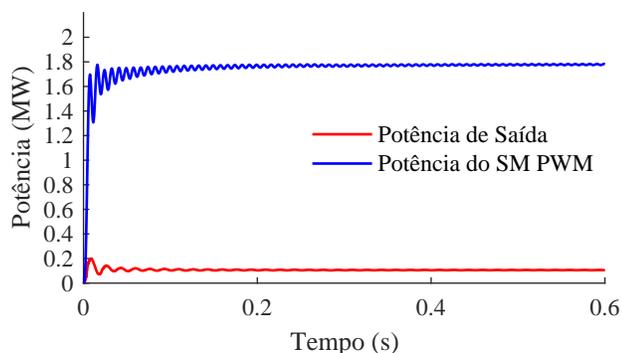


Figura 10: Potência processada pelo SM PWM e potência de saída, para topologia com cinco SMs com modulação NLM.

Conforme a Figura 10, verifica-se uma potência média processada pelo SM com modulação PWM de, aproximadamente, 100 kW, enquanto que a potência média de saída gira em torno de 1,8 MW, o que mostra uma relação percentual de quase 6%.

Partindo do princípio de que a topologia proposta pode ser expandida em termos de número de níveis através do aumento do número de SMs com modulação NLM, realizou-se uma análise com diferentes combinações de SMs. Para uma combinação com quatro SMs NLM verificou-se uma potência processada pelo SM com modulação PWM de 90 kW, para uma potência de saída de 1,25 MW. Já para uma configuração com três SMs NLM, a potência processada pelo SM PWM é de 75 kW, sendo a potência de saída igual a 0,98 MW.

De maneira geral, através do aumento do número de SMs na estrutura do MMC Híbrido, aumenta-se a potência processada pelo SM com modulação PWM. Porém, a relação percentual entre a potência processada por este SM com a potência de saída é diminuída conforme o número de SMs é aumentado.

## V. CONCLUSÕES

Neste artigo foi proposta uma topologia de MMC híbrido com estratégias de modulação e tensões de SMs distintas. Como principal vantagem da topologia apresentada, o aumento do número de níveis na tensão de fase se mostra atrativo em termos de conteúdo harmônico menor na tensão de saída, possibilitando filtros de saída menos volumosos.

Conforme característica do MMC, onde se utiliza um único barramento CC, divide-se igualmente a tensão do mesmo entre todos os SMs de um polo. Através da inexistência de estados redundantes de operação para o SM de alta frequência de comutação, verifica-se a necessidade de alimentação de forma isolada deste SM. De forma geral, a topologia proposta pode ser expandida através do aumento dos SMs de modulação com baixa frequência de comutação, mantendo-se apenas um SM com modulação PWM, em alta frequência de comutação.

Portanto, é importante ressaltar que, apesar da necessidade de se isolar o SM de menor tensão, operado por modulação PWM, a topologia de conversor multinível modular híbrido proposta apresenta vantagens importantes em relação a número de níveis, se mostrando como uma boa alternativa em aplicações da área de Eletrônica de Potência.

## REFERÊNCIAS

- [1] 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*, volume 3, pages 6 pp. Vol.3-, June 2003.
- [2] R. Marquardt and A. Lesnicar. New concept for high voltage modular multilevel converter. *PESC 2004 Conference in Aachen*, 2004.
- [3] M. Hagiwara, R. Maeda, and H. Akagi. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (mmcc-dscc). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(6):1649–1658, June 2011.
- [4] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, and T. A. Lipo. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3):834–841, May 2000.
- [5] J. Han, Tianhao Tang, Chaohou Liu, Boyu Pu, and Yao Xu. A hybrid cascade asymmetrical multilevel converter for high power applications. In *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 489–493, July 2009.
- [6] Y. Long, X. Xiao, Y. Xu, Y. Xu, and B. Yu. A hybrid modulation method for improved modular multilevel converter applied for power quality compensation in medium voltage. In *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, pages 789–793, Nov 2013.
- [7] J. Fagundes. Análise da operação e controle de um conversor multinível modular híbrido., 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharel em Engenharia Elétrica), UNIPAMPA (Universidade Federal do Pampa), Alegrete, Brasil.
- [8] P. Hu and D. Jiang. A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4):1836–1842, April 2015.
- [9] Bum-Seok Suh, G. Sinha, M. D. Manjrekar, and T. A. Lipo. Multilevel power conversion - an overview of topologies and modulation strategies. In *Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, volume 2, pages AD–11–AD–24, May 1998.
- [10] Jun Wang, Xu Han, Hao Ma, and Zhihong Bai. A hybrid modular multilevel converter topology with an improved nearest level modulation method. *JOURNAL OF POWER ELECTRONICS*, 17(1):96–105, 2017.
- [11] G. S. SILVA. Estudo e desenvolvimento de uma fonte ca de potência híbrida baseada em conversor multinível modular. Master's thesis, Universidade Federal de Santa Maria, 2013.