CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS: ANALISE DA OPERAÇÃO E CONFIABILIDADE EM SISTEMAS ISOLADOS E CONECTADOS

João Victor Matos Farias – joao.farias@ufv.br
Luís Otávio Maciel de Oliveira – luis.maciel@ufv.br
Heverton Augusto Pereira – heverton.pereira@ufv.br
Universidade Federal de Viçosa, Departamento de Engenharia Elétrica

Resumo. *O conversor multinível modular (multilevel modular converter - MMC) vem sendo um tema de crescente relevância para média/alta potência nos sistemas de conversão de energia. Nos últimos anos, estudos tem sido feito para resolver os problemas associados a operação e o controle do MMC. Este trabalho tratará de uma adaptação de controle, capaz de operar com uma possível falha em um submódulo de cada braço do conversor. Os resultados mostram a confiabilidade do método adotado, devido as irrelevantes perdas nas características do sistema.*

Palavras-chave: *Conversor multinível modular, Submódulo.*

1. INTRODUÇÃO

Decorrente do aumento da demanda de energia elétrica mundialmente, grandes avanços estão sendo feitos no que diz respeito a novas fontes de energia tal como os dispositivos responsáveis pela interconexão de redes de transmissão. Uma topologia de conversor que vem ganhando bastante atenção são os conversores multinível modulares (modular multilevel converter – MMC) (Glinka & Marquardt, 2005), (Hagiwara & Akagi, 2009), (Saeedifard & Iravani, 2010), (Adam, et al., 2010). Devido sua modularidade, a tensão de saída gerada pelo MMC aproxima-se de um formato senoidal à medida que aumentamos o número de submódulos no mesmo. Outro aspecto importante a mencionar encontra-se no fato que utilizando técnicas de modulação PWM adequadas (Li, et al., 2015), harmônicos na tensão gerada podem ser reduzidos utilizando uma frequência de chaveamento baixa, tal como 150 Hz. Todos estes aspectos contribuem para que o MMC consiga atingir uma eficiência na ordem de 99,5%, valor superior a qualquer outra topologia para aplicações em alta tensão (Allebrod, Hamerski, & Marquardt, 2008).

Apesar das vantagens presentes no MMC devemos considerar que, sem a devida proteção, uma falha em um submódulo (SM) acarreta no desligamento do MMC por completo. Dentre as medidas de proteção podemos citar o uso de uma chave de ação rápida entre os terminais do SM a qual é acionada quando uma falha for detectada no mesmo possibilitando assim o funcionamento do MMC ininterruptamente (Saad, et al., 2013). Ao retirarmos ou inserirmos um ou mais SMs do circuito, o controle assim como a técnica de PWM utilizada, devem ser alterados para garantir o correto funcionamento do circuito.

No que diz respeito à interconexão de sistemas de transmissão, o MMC baseado em topologia de meia ponte tem sido empregado na conexão de sistemas de corrente contínua/corrente alternada (c.c./c.a.). Neste caso, além do controle do MMC, um controle sobre o barramento também deve ser utilizado. Em aplicações monofásicas, controladores proporcionais-ressonantes (PR) têm sido empregados com intuito de controlar componentes especificas da corrente de saída do conversor. Tal controlador tem por característica um ganho elevado na frequência de controle desejada e um ganho reduzido nas demais frequências. Por outro lado, os controladores proporcionais-integrais (PI) apresentam um característica passa-baixa, limitando o seu uso em compensação de correntes em altas frequências. Uma desvantagem no uso de controladores PR encontra-se na necessidade de um controlador para cada frequência a ser compensada em (He, Li, Blaabjerg, & Wang, 2014).

Assim, este trabalho visa implementar técnicas de controle e proteção já conhecidas em um MMC para aplicação standalone (desconectado da rede) ou isolado e para interconexão de redes c.c./c.a.. Em ambos os casos será removido um SM do MMC onde após algum tempo o mesmo será inserido novamente. O controle e PWM serão alterados para que se torne possível o funcionamento ininterrupto do sistema. Com a utilização do controle PR no barramento do sistema conectado a rede espera-se obter uma dinâmica mais rápida do transitório do conversor.

2. TOPOLOGIA DO MMC

A topologia utilizada neste trabalho consiste em um MMC monofásico aplicado a dois casos: conectado à rede elétrica e isolado Figura 1. Um modelo de SM meia ponte é apresentado na Figura 1 composto por dois IGBTs ligados em paralelo com um capacitor. Sob a ocorrência de uma falha em um dos SMs, uma chave $K1$ foi implementada para a proteção dos dispositivos. Na simulação realizada, uma resistência variável foi conectada em paralelo com o capacitor representando as perdas, outra foi conectada em série para representar um modelo mais fiel de um capacitor.

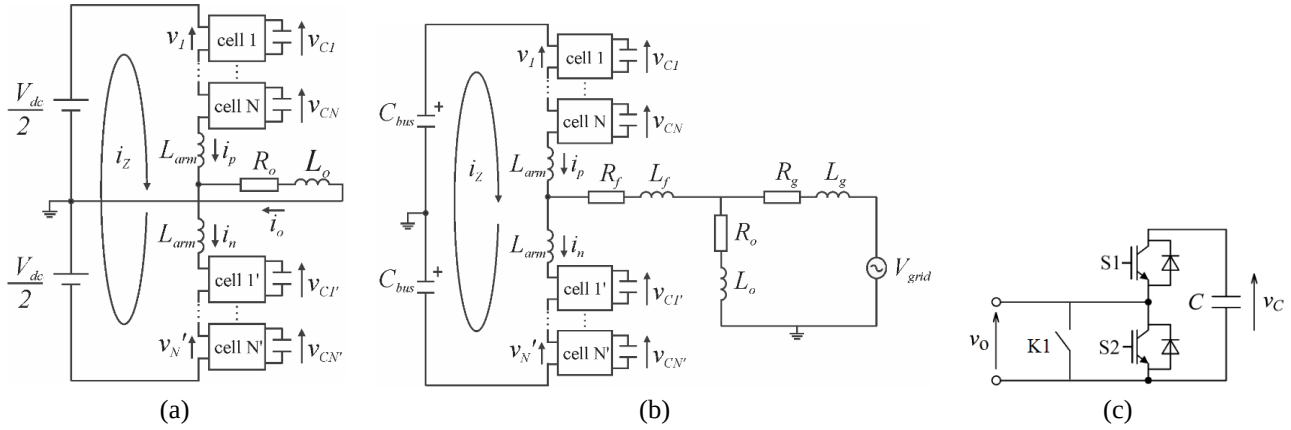


Figura 1 – Topoliga do Multilevel Modular Converter monofásico. (a) isolado. (b) conectado à rede elétrica. (c) submódulo meia ponte.

A Figura 1 mostra um MMC isolado, duas fontes de tensão c.c. foram conectadas em série representando o lado c.c. do inversor, cada braço do MMC contém N SMs conectados em cascata. De acordo com o chaveamento dos IGBTs os capacitores são ligados ou desligados do circuito (Xu, Chengyong, Liu, & Guo, Jan 2013).

Um indutor L foi conectado em serie com os SMs com a finalidade de garantir a proteção dos componentes quando o conversor é ligado (os capacitores estão descarregados) e para diminuir as oscilações nas correntes dos braços (Hagiwara & Akagi, 2009), (Lesnicar & Marquardt, Jun 2003). Na saída do MMC foi conectado uma carga RL com resistência R_o e indutância L_o.

A Figura 1 mostra o HB-MMC conectado à rede elétrica, as fontes de tensão c.c. foram substituídas por dois capacitores C_{bus} que representaram o barramento c.c.. Na saída do MMC foi conectado um filtro RL para suprir a variação da corrente (Ponnaluri, Krishnamurthy, & Kanetkar, 2000), após a implementação do filtro foi conectado uma carga RL em paralelo com a rede elétrica de tensão V_{grid}.

3. MÉTODO DE CONTROLE

O controle utilizado neste trabalho é dividido em dois tipos: controle do MMC e controle de barramento c.c., o primeiro tipo consiste em dois controles individuais, controle médio e de balanço (Hagiwara & Akagi, 2009), o controle de barramento c.c. contém malhas externa e interna. Para a topologia do MMC isolado foi utilizado apenas o controle do MMC, enquanto que para o caso do MMC conectado à rede elétrica, ambos controles foram utilizados.

3.1 Controle do MMC

Controle Médio. Um diagrama de blocos para o controle médio é apresentado na Figura 2. A malha externa é responsável pelo controle médio de tensão $\bar{v}_C$ dado por:

$$\bar{v}_C = \frac{1}{2N}\sum_{j=1}^{2N} v_{Cj}, \tag{1}$$

onde o índice j representa o número do SM, com sua respectiva tensão no capacitor v_{Cj} e v_C^* tensão de referência do capacitor. A malha externa fornece a referência para a corrente de saída do MMC i_Z^* responsável por recarregar os capacitores ligados ao circuito através dos SMs. Como i_{Zu}^* é um corrente impossível de ser medida, ela pode ser calculada por:

$$i_Z = \frac{1}{2}(i_P + i_N), \tag{2}$$

onde i_P e i_N são as correntes do braço superior e inferior, respectivamente A malha interna, por outro lado, força a corrente i_{Zu} seguir a referência i_Z^*, a partir disso é possível controlar $\bar{v}_C$ sem afetar a corrente da carga i_s como se segue:

$$i_s = i_P - i_N \tag{3}$$

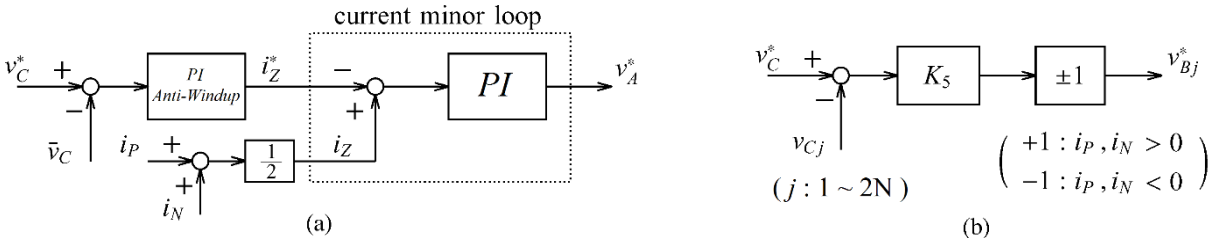


Figura 2 – Diagrama de bloco do controlo do MMC. (a) controle médio. (b) controle de balanço.

As equações matemáticas para as malhas externas e internas são descritas como:

$$i_Z^* = K_1(v_C^* - \bar{v}_C) + K_2 \int_0^t (v_C^* - \bar{v}_C)dt \tag{4}$$

$$v_A^* = K_3(i_Z - i_Z^*) + K_5 \int_0^t (i_Z - i_Z^*)dt \tag{5}$$

onde a função de transferência do controlador PI Anti-Windup é representada por $-(K_1 + \frac{K_2}{s})$ e a função do controlador PI é equivalente a $-(K_3 + \frac{K_4}{s})$, os métodos de discretização utilizados para cada PI foram, *forward Euler* e *trapezoidal*, respectivamente.

A variável t é o tempo instantâneo da simulação. O MMC e o controle são ligados em $t = 0$. Enquanto $v_C^* > \bar{v}_C$, há um incremento na referência i_Z^*, e o controle interno fornecerá v_A^* com intuito de recarregar os capacitores dos SM.

Controle de Balanço. A Figura 2 mostra o controle de balanço para cada SM indicado pelo índice j. Este controle é utilizado para selecionar quais SMs devem ser inseridos no circuito. Capacitores com baixa tensão deverão ser ligados ao circuito quando as correntes superiores e inferiores (i_P e i_N) forem positivas, para os braços superiores e inferiores, respectivamente, carregando assim os capacitores.

Portando, os capacitores com altas tensões deverão ser inseridos, quando i_P e i_N são negativas, descarregando assim os capacitores. O uso do controle de balanço é recomendado se obter um melhor controle de tensão baseado no princípio descrito a baixo.

A equação matemática para o controle de balanço, quando $j = 1 : N$ é descrita como:

$$v_{Bj}^* = sign(i_P)K_5\left(v_C^* - v_{Cj}\right). \tag{6}$$

Enquanto que para $j = N + 1 : 2N$, $v^*{}_{Bj}$ é dado por:

$$v_{Bj}^* = sign(i_N)K_5\left(v_C^* - v_{Cj}\right) \tag{7}$$

onde $sign(x)$ é a função $signum$. Descrita por:

$$Sign(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x > 0 \end{cases} \tag{8}$$

Finalmente, a referência de tensão individual v_j^*, para o PWM é expressa por:

$$v_j^* = v_A^* + v_{Bj}^* - \frac{v^*}{N} + \frac{V_{dc}}{2N} \ (j = 1{:}N) \tag{9}$$

$$v_j^* = v_A^* + v_{Bj}^* + \frac{v^*}{N} + \frac{V_{dc}}{2N} \ (j = N + 1{:}2N) \tag{10}$$

onde v^* é a referência para a tensão AC na carga e V_{dc} a tensão de alimentação do circuito.

Com a utilização dos controles a tensão individual de cada capacitor v_{Cj} é estabilizada. A onda portadora utilizada para o PWM tem forma triangular e valores máximo e mínimo, de 1 e 0 respectivamente, com frequência de chaveamento F_{sw}. Cada SM tem sua respectiva onda triangular, todas na mesma frequência, mas com diferença de fase distintas. Para reduzir os harmônicos na tensão de saída (Xu, 2015) é necessário analisar a quantidade de SMs utilizados em um instante t, dado que o deslocamento de fase é 0 para quando N é um número ímpar e $180º/N$ quando N é par.

3.2 Controle da tensão do barramento c.c.

Malha externa. A Figura 3 mostra o diagrama de blocos do controle da tensão de barramento c.c., a função de transferência obtida para a malha externa é dada por:

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^{*}(s)} = \frac{(K_p s + K_i)G}{Cs^2 + K_p G s + K_i G} \tag{11}$$

$$G = \frac{V_{grid}}{2V_{dc}} \tag{12}$$

onde V_{grid} e V_{dc} são as tensões da rede e do barramento c.c., respectivamente, e *C* é a capacitância em paralelo com o barramento.

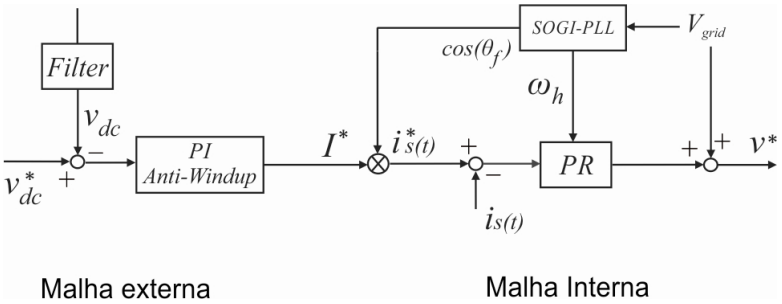


Figura 3 – Diagrama de bloco do controle do barramento c.c..

Os ganhos K_p e K_i referentes ao controlador PI Anti-Windup, são calculados por:

$$K_P = -\frac{2\pi(f_{c1} + f_{c2})C}{G} \tag{13}$$

$$K_i = \frac{4\pi^2 f_{c1} f_{c2} C}{G} \tag{14}$$

As frequências de polo desejadas f_{c1} e f_{c2} foram utilizadas devido ao fato de que a frequência da malha interna f_{c1} deve ser 10 vezes o valor da frequência da malha externa f_{c2}.

Malha interna. O diagrama de blocos do controlador PR, mostrado na malha interna da Figura **3**, foi utilizado para direcionar o ganho apenas para a componente fundamental. A função de transferência obtida é dada por:

$$G_c(s) = K_{Pres} + \overbrace{K_{Ires}\frac{s}{s^2 + \omega_f{}^2}}^{R_f} \tag{15}$$

A frequência onde o ganho é máximo no controlador PR é denominada frequência fundamental ω_f (Yepes, Freijedo, Lopez, & Doval-Gandoy, 2011), os ganhos proporcional e integral para a frequência fundamental, são respectivamente, K_{Pres} e K_{Ires}.

Um SOGI-PLL (Teodorescu, Liserre, & Rodríguez, 2011), (Ciobotaru, Teodorescu, & Blaabjerg, 2006), foi utilizado a fim de se obter um fator de potência *FP* igual a 1, injetando assim toda a potência ativa.

O método de discretização utilizado é o Tustin com *prewarping*, uma vez que tal método evita deslocamentos dos polos durante a operação ressonante (Yepes A. G., 2011). A função de transferência discretizada do termo $R_f(s)$ do controlador PR é descrita por:

$$R_f(z) = \frac{sin(\omega_f T_c)}{2\omega_f}\frac{1 - z^{-2}}{1 - 2z^{-1}\,cos(\omega_f T_c) + z^{-2}}, \tag{16}$$

onde T_c é o período de amostragem e a frequência fundamental ω_f é fixada em $2\pi 50$. Os parâmetros utilizados no controlador ressonante foram baseados na análise de diagramas de Nyquist (Yepes A. G., 2011) e nos elementos R_f e L_f do filtro. (Teodorescu, Liserre, & Rodríguez, 2011), (Ciobotaru, Teodorescu, & Blaabjerg, 2006)

4. RESULTADOS

Para validação e analise do sistema, duas simulações foram efetuadas: operação desconectada da rede e conectada a rede. Ambas foram realizadas inicialmente com 8 SMs (4 por braço), e uma falha foi representada ao decorrer da simulação reduzindo para 6 o número de SMs operantes, finalmente os SMs inoperantes foram reinseridos no conversor. O objetivo desse trabalho é comparar os resultados apresentados para as situações descritas. As simulações foram realizadas no *software* PLECS e os resultados analisados no *software* Matlab. A Tabela 1 mostra os ganhos que foram utilizados para as operações com 8 e 6 SMs ($2N$) em condições de estado estacionário (Hagiwara & Akagi, 2009).

Tabela 1 - Ganhos utilizados para a simulação com 8 e 6 SM.

GANHOS	Símbolo	8 SMs	6 SMs
Ganho proporcional do controle médio	*K1*	0,5 A/V	0,5 A/V
Ganho integral do controle médio	*K2*	150 A/(V*s)	115 A/(V*s)
Ganho proporcional do controle de corrente	*K3*	1,5 A/V	1,25 A/V
Ganho integral do controle de corrente	*K4*	150 A/(V*s)	395 A/(V*s)
Ganho proporcional do controle de balanço	*K5*	0,35	0,425

4.1 MMC isolado

Os parâmetros utilizados na simulação do modelo operando isolada à rede, Figura 1, são exibidos na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros utilizados no MMC isolado.

PARÂMETROS	VALOR	PARÂMETROS	VALOR
Tensão DC (Vdc)	2,16 kV	Resistência carga (Ro)	80 Ω
Frequência de referência	50 Hz	Indutância carga (Lo)	10 mH
Frequência de chaveamento (Fsw)	2 kHz	Capacitância SM	1,9 mF
Resistência braço	0,1 Ω	Resistência em série com capacitor SM	80 mΩ
Indutância braço	3 mH		

A Figura 4 apresenta os resultados obtidos dos SMs no tempo de 1s e seu retorno em 1,5s. Um aumento nas correntes dos braços superior e inferior ocorre após a retirada dos SMs visto que para o correto funcionamento a tensão sobre os capacitores, a qual possuía valor em Vdc/4 deve se estabilizar em Vdc/3, carregando os capacitores em funcionamento. A tensão de saída do MMC passa a ser mais estável, a partir do momento em que as tensões nos capacitores também se estabilizam Figura 4.

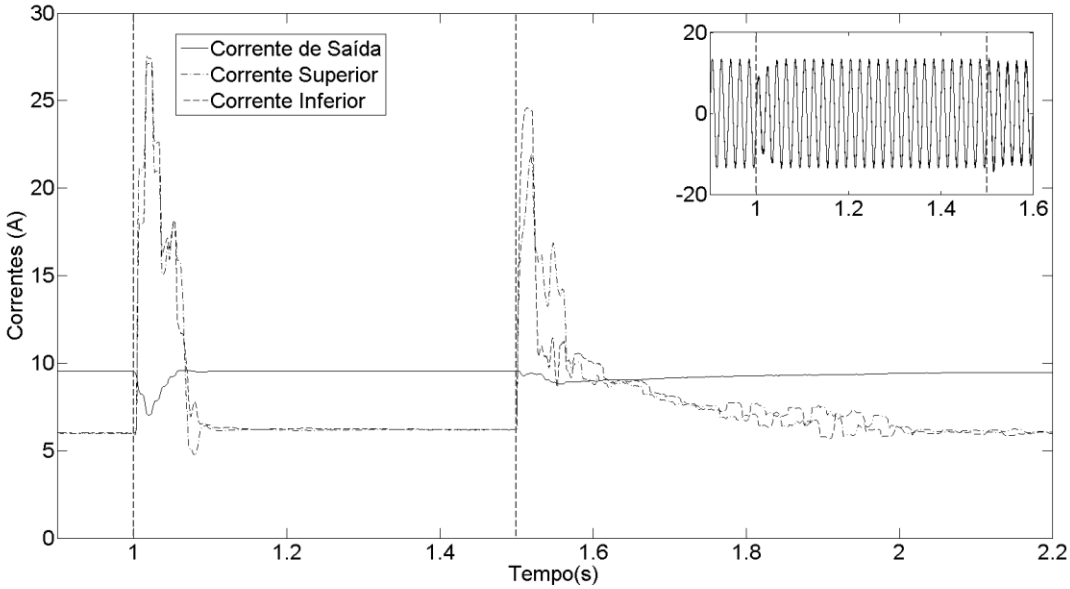
Apesar disso observa-se que a tensão e corrente de saída se estabilizaram em torno de 50ms após a retirada. Ao se reinserir o SM no circuito os capacitores já presentes devem ser descarregados enquanto o capacitor inserido deve ser carregado. Devido a divergência dos valores de tensão no mesmo um maior tempo é requerido para estabilização da tensão de saída e da tensão sobre os capacitores, cerca de 2 segundos, porém como pode ser visto, a tensão e a corrente de saída RMS estabilizaram em menos de 100ms. Uma alta variação na tensão sobre os capacitores foi observada no memento da reativação do SM devido a grande diferença nos valores de tensão no mesmo.

4.2 MMC conectado à rede

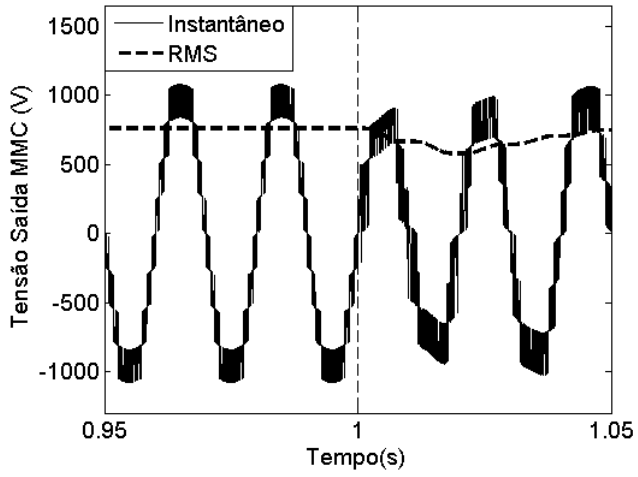
Os parâmetros utilizados na simulação do modelo operando conectada à rede Figura 1 estão presentes na Tabela 3. Tal simulação foi realizada com intuito de demostrar a operação do conversor na conexão de redes de transmissão dc-ac ou a conexão de um painel fotovoltaico à rede por exemplo.

Tabela 3 - Parâmetros utilizados no MMC conectado à rede.

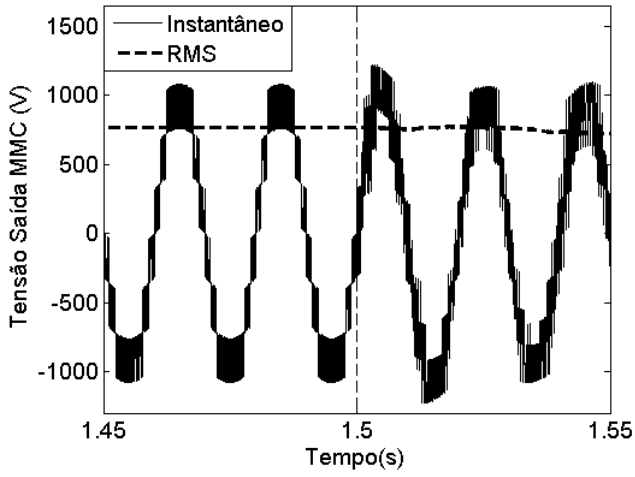
PARÂMETROS	VALOR	PARÂMETROS	VALOR
Potência MMC	3,8 kW	Resistência filtro (Rf)	0,6 Ω
Tensão de referência do barramento (Vdc)	1,35 kV	Indutância filtro (Lf)	3,9 mH
Tensão da rede RMS (Vgrid)	440 V	Capacitância SM	1,9 mF
Frequência da rede	50 Hz	Resistência em série com capacitor SM	80 mΩ
Frequência de chaveamento (Fsw)	2 kHz	Capacitância do barramento	1 mF
Resistência braço	0,1 Ω	Corrente nominal do IGBT (Imax)	15 A
Indutância braço	3 mH	Ganho proporcional do controlador PR (Kpres)	28,5399
Resistência carga (Ro)	80 Ω	Ganho integral do controlador PR (Kires)	4412
Indutância carga (Lo)	10 mH	Distância no diagrama de Nyquist	0,5



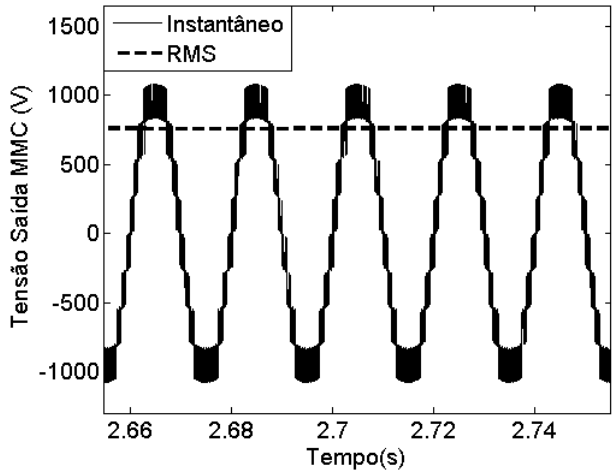
(a)



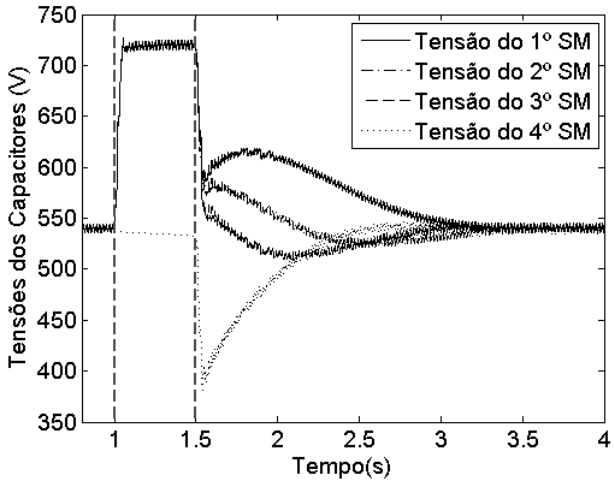
(b)



(c)



(d)



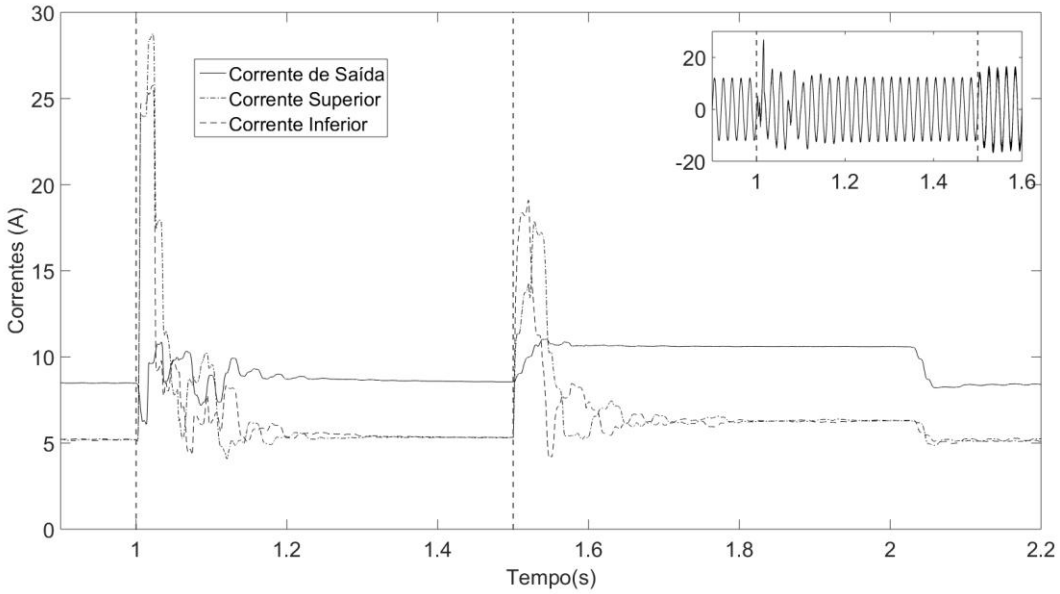
(e)

Figura 4 - Simulação do MMC isolado com retirada dos SMs no tempo 1s e retorno em 1,5s. (a) correntes RMS dos braços superior, inferior e de saída do MMC. (b) tensão de saída do MMC no instante da retirada dos SMs. (c) tensão de saída do MMC no instante do retorno dos SMs. (d) tensão de saída do MMC no momento de estabilização, após o retorno dos SMs. (e) tensão nos capacitores dos SMs do braço superior até a estabilização.

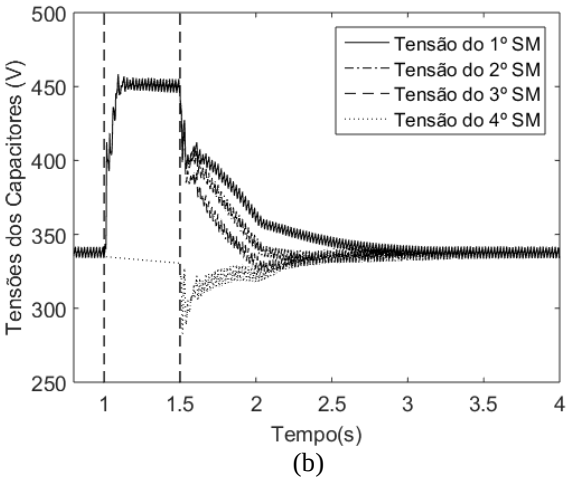
Para o projeto do filtro de saída, necessário para a conexão, foi utilizado um filtro RF constituído de uma resistência R_f e indutância L_f ajustada para se alcançar um ripple máximo de 3% sobre a corrente de saída (Ponnaluri, Krishnamurthy, & Kanetkar, 2000).

A Figura **5** mostra a simulação do MMC conectado à rede elétrica com a retirada dos SMs no tempo 1s e retorno em 1,5s. Na Figura **5** pode ser percebido uma saturação na referência de corrente, devido às características nominais dos IGBT's com diodo utilizados na simulação, limitado por I_{max}. Após a retirada dos SMs ocorre uma redução na tensão do barramento onde a rede passa a injetar potência do lado ac para o lado dc até que a tensão seja reestabelecida, posteriormente, ao retorno dos SM, percebe-se um aumento da tensão do barramento e na potência ativa que está sendo injetada na rede visto que o mesmo deve-se estabilizar em uma tensão menor.

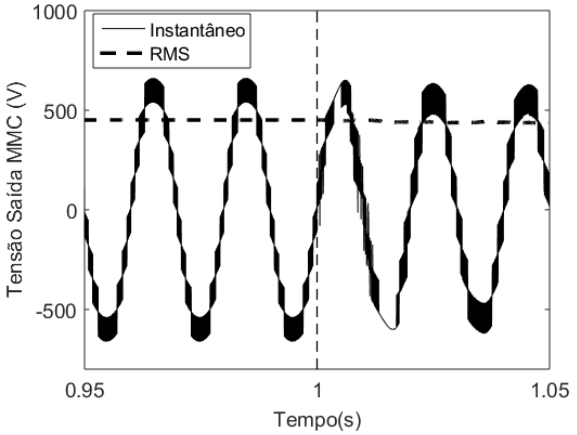
Comparado com o sistema isolado, o conversor operando conectada a rede apresenta uma menor oscilação na corrente e tensão de saída nos transitórios, apresentando quase nenhuma alteração na tensão RMS de saída. Observa-se também que as tensões sobre os capacitores se estabilizam mais rapidamente, com uma menor oscilação nos instantes de retirada e reinserção. Ainda podemos observar a operação estável do sistema mesmo quando a tensão sobre o barramento não se encontra no valor desejado pois a referência de tensão sobre os capacitores é alterada conforme a tensão atual sobre o barramento.



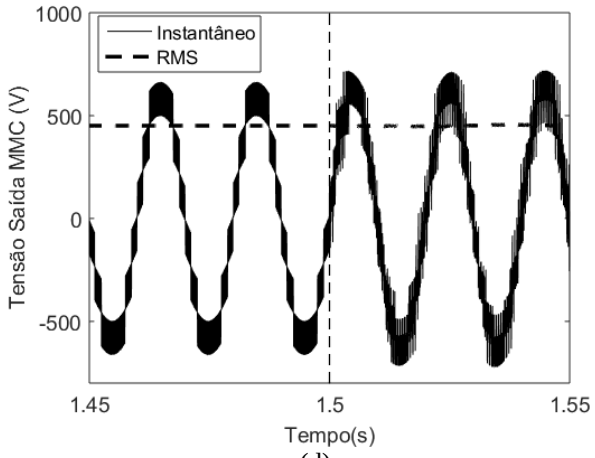
(a)



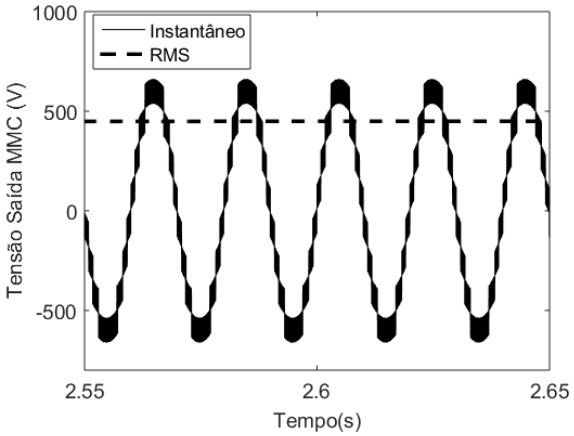
(b)



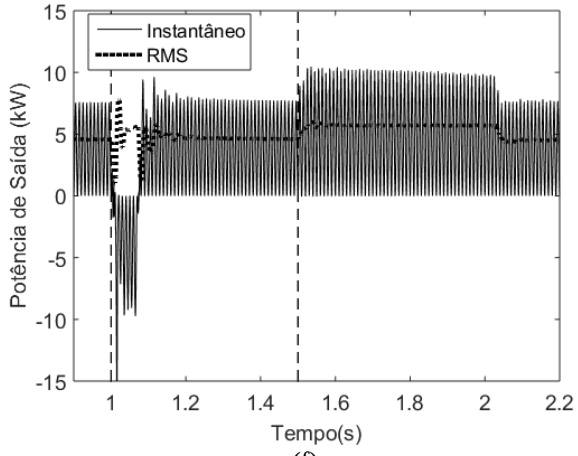
(c)



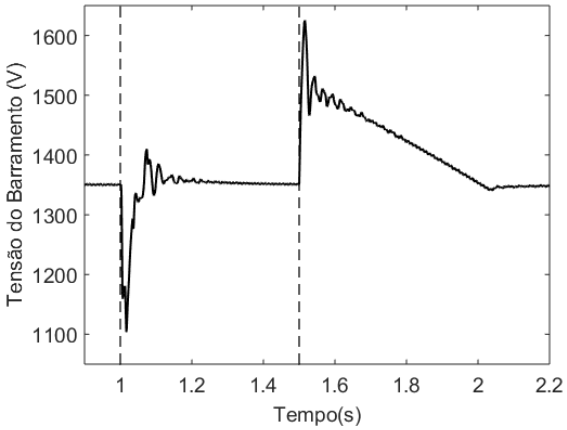
(d)



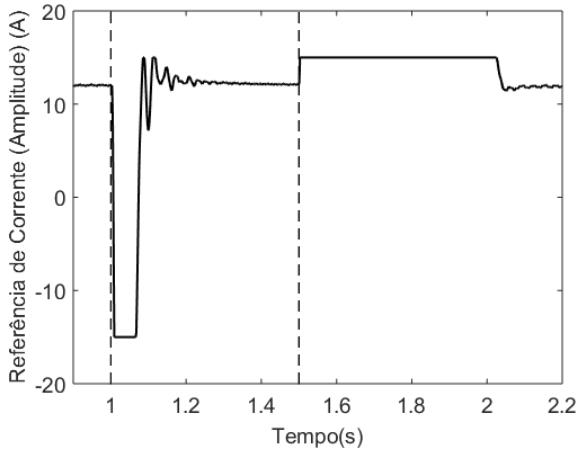
(e)



(f)



(g)



(h)

Figura 5 - Simulação do MMC conectado à rede com retirada dos SMs no tempo 1s e retorno em 1,5s. (a) corrente no braço superior. (b) tensão nos capacitores dos SMs do braço superior até a estabilização. (c) tensão de saída do MMC no instante da retirada dos SMs. (d) tensão de saída do MMC no instante do retorno dos SMs. (e) tensão de saída do MMC no momento de estabilização, após o retorno dos SMs. (f) potência ativa instantânea de saída do MMC. (g) tensão do barramento c.c.. (h) referência de corrente (amplitude) para malha interna do controle de barramento c.c..

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposto uma adaptação do controle de um MMC monofásico capaz de suportar uma falha em um submódulo de cada braço do conversor, sem que haja uma perda significativa na resposta do circuito. Este protótipo foi aplicado ao caso isolado e conectado à rede elétrica apresentando-se as características de cada topologia.

Os modelos médios e simplificados apresentados neste trabalho podem ser facilmente estruturados para sistemas de dimensões mais amplas, como para a aplicação em high-voltage direct current (HVDC) (Saad, et al., 2013), tornando assim interessante para engenheiros e pesquisadores a confiabilidade no uso do MMC. Vale ressaltar que em operações de conexão entre redes o número de SMs pode chegar a algumas centenas e o efeito da retirada de um SM do mesmo é menor do que o apresentado neste trabalho, portanto, a metodologia utilizada pode ser facilmente ampliada para um sistema de tal magnitude.

REFERÊNCIAS

Adam, G., Anaya-Lara, O., Burt, G., Telford, D., Williams, B., & McDonald, J. (2010). Modular multilevel inverter: Pulse width modulation and capacitor balancing technique. IET Power Electronics, 702-715.

Allebrod, S., Hamerski, R., & Marquardt, R. (2008). New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission. 2008. PESC 2008. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 174-179.

Ciobotaru, M., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2006). A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06), 1-6.

Glinka, M., & Marquardt, R. (2005). A new AC/AC multilevel converter family. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 662-669.

Hagiwara, M., & Akagi, H. (2009). Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters. IEEE Trans. Power Electronics, 24(7), 1737-1746.

He, J., Li, Y. W., Blaabjerg, F., & Wang, X. (Fev de 2014). Active Harmonic Filtering Using Current-Controlled, Grid-Connected DG Units With Closed-Loop Power Control. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(2), 642-653.

Lesnicar, A., & Marquardt, R. (Jun 2003). An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. IEEE Bologna Power Tech Conf. Proceedings, 3.

Li, B., Yang, R., Xu, D., Wang, G., Wang, W., & Xu, D. (2015). Analysis of the Phase-Shifted Carrier Modulation for Modular Multilevel Converters. Power Electronics, IEEE Transactions on, 297-310.

Ponnaluri, S., Krishnamurthy, V., & Kanetkar, V. (2000). Generalized system design and analysis of PWM based power electronic converters. In: S. a. Ponnaluri, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE (pp. 1972-1979 vol.3).

Saad, H., Peralta, J., Dennetiere, S., Mahseredjian, J., Jatskevich, J., Martinez, J., . . . Mehrizi-Sani, A. (2013). Dynamic Averaged and Simplified Models for MMC-Based HVDC Transmission Systems. IEEE Transactions on Power Delivery, 1723-1730.

Saeedifard, M., & Iravani, R. (2010). Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System. IEEE Transactions on Power Delivery, 2903-2912.

Teodorescu, R., Liserre, M., & Rodríguez, P. (2011). Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Wiley-IEEE Press.

Xu, J., Chengyong, Z., Liu, W., & Guo, C. (Jan 2013). Accelerated Model of Modular Multilevel Converters in PSCAD/EMTDC. IEEE Trans. Power Delivery, 28(1), 129-136.

Yepes, A. G. (2011). Digital Resonant Current Controllers for Voltage Souce Converters. 24-39.

Yepes, A., Freijedo, F., Lopez, O., & Doval-Gandoy, J. (Nov de 2011). Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(11), 5231-5250.

MODULAR MULTILEVEL CONVERTERS: OPERATION ANALYSIS AND RELIABILITY IN ISOLATED AND CONNECTED SYSTEMS

Abstract. *The modular multilevel converter (MMC) has been an increasingly relevant theme for medium/high power in energy conversion systems . In recent years, studies have been made to solve the problems associated with operation and control of the MMC . This work will address an adaptation of control, capable of handling a possible failure in a submodule of each converter arm. The results show the reliability of the adopted method, due to irrelevant losses in system characteristics.*

Key words*: Multilevel modular converter, Submodule.*