

## MODELAGEM E CONTROLE DE CORRENTE DO CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL (M2LC)

LUCAS M. CÚNICO, YALES R. DE NOVAES, SÉRGIO V. G. OLIVEIRA

*Núcleo de processamento de Energia Elétrica (nPEE), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), Joinville, SC, Brasil*

*E-mail: novaes@ieee.org*

**Abstract**— This paper proposes a decoupled control system for the differential and alternating components of the arm current in Modular Multilevel Converters (M2LC). The system has two current control loops and a method for equalizing the voltages of the submodules capacitors. It presents a dynamic modeling system and a sample design of the compensators. Simulation results of a 50 kVA single-phase converter are included to demonstrate the performance of the closed loop system under different operating conditions.

**Keywords**— Modular Multilevel Converters, Multilevel Converters, M2LC, power converters control, voltage balancing.

**Resumo**— Este artigo propõe um sistema de controle desacoplado para as componentes de corrente contínua e alternada do Conversor Modular Multinível (M2LC). O sistema apresenta duas malhas de controle de corrente e um sistema de equalização das tensões dos capacitores dos submódulos do conversor. Apresenta-se a modelagem dinâmica do sistema e um exemplo de projeto dos compensadores. Resultados de simulação de um conversor monofásico de 50 kVA são incluídos para demonstrar o desempenho do sistema em malha fechada sob diferentes condições de operação.

**Palavras-chave**— Conversor Modular Multinível, Conversores Multinível, M2LC. Controle conversores estáticos, Equilíbrio de tensão

### 1 Introdução

O processamento de energia em média e alta tensão apresenta alguns desafios relacionados aos níveis de tensão que os semicondutores devem suportar. A utilização de conversores a dois níveis neste tipo de aplicação requer a conexão série de interruptores, acrescentando complexidade e limitações dinâmicas (Wu, 2006). Alternativamente aos conversores a dois níveis, existem os conversores multiníveis, cujo desenvolvimento inicial data dos anos 70 (Kouro, 2010). Entre as topologias desenvolvidas neste período, destacam-se o conversor cascata de ponte completa (CHB) (McMurray, 1971), os conversores com ponto neutro grampeado (NPC) (Baker, 1980) e os conversores com capacitores flutuantes (FC) (Meynard, 1992).

O Conversor Modular Multinível (M2LC), introduzido em 2002 por Marquardt (Marquardt, 2002), emergiu como uma nova topologia de conversores multiníveis. O M2LC possui algumas vantagens em relação às topologias tradicionais de conversores multiníveis como, a ausência de elementos passivos centrais, tal como grandes capacitores de barramento, ou transformadores com diversos secundários (Lesnicar, 2003). Além disso, sua estrutura modular permite que, a partir de um submódulo (SM) padrão, sejam configurados conversores que atendam a diferentes níveis de tensão e potência. Na literatura são apresentadas aplicações do conversor modular multinível em sistemas de tração (Glinka, 2003), transmissão em corrente contínua de alta tensão (Allebrod, 2008)

(Saeedifard, 2010) (Chuco, 2011), acionamento de motores de alta potência (Hagiwara, 2009) (Korn, 2010) e condicionamento de energia (Hagiwara, 2010) (Mohammadi, 2011).

Do ponto de vista de controle do M2LC, os desafios estão relacionados a controlar simultaneamente as grandezas de entrada e saída, representadas na Figura 1 pelas tensões  $v_d$  e  $v_a$  e correntes  $i_a$  e  $i_d$ , além de manter a tensão nos capacitores internos dos SMs em equilíbrio. O controle do conversor em malha aberta, por meio de referências pré-calculadas, provoca a circulação de componentes harmônicos, predominantemente pares, entre fases do conversor (Antonopoulos, 2009). Estes harmônicos contribuem para o aumento das perdas do sistema. A limitação da circulação de corrente harmônica pode ser obtida através do aumento da indutância de semibraço do conversor ( $L_a$ ) ou, por meio da compensação do desequilíbrio da tensão dos capacitores, conforme sugerido em (Antonopoulos, 2009). Outra abordagem de controle é sugerida em (Hagiwara, 2010). Nesta metodologia são empregadas duas malhas de controle para a tensão dos capacitores; controle da tensão média total e controle da tensão de cada SM. Além disso, é utilizada uma malha de controle da corrente comum entre os semibraços de uma fase do conversor, fato que contribui para a redução da circulação de harmônicos nos semibraços do conversor. Em ambas as metodologias não é abordado o controle da variável de saída ca. Além disso, não é apresentada uma metodologia para projeto dos compensadores.

Este trabalho propõe uma metodologia de controle independente da componente comum de corren-

te dos semibraços de uma fase ( $i_d$ ) e da corrente alternada do lado ca ( $i_a$ ) do conversor aliada ao emprego do algoritmo de seleção dos SMs apresentado em (Glinka, 2003). Para tal, é apresentada a modelagem do conversor, habilitando o projeto dos controladores, além do detalhamento do algoritmo de seleção e a implementação da técnica de modulação selecionada. O sistema proposto é avaliado através da simulação numérica de um M2LC com 12 SMs.

## 2 Conversor modular multinível

O conversor é composto pela associação série de  $N$  SMs e um indutor por semibraço. Cada fase é composta por dois semibraços, sendo inseridas fases em paralelo para a formação de um conversor multifase. Na Figura 1 é apresentado um conversor modular multinível com apenas uma fase. A tensão  $v_d$  é uma tensão contínua, representada pelo seu valor médio  $V_d$  e, a tensão de fase  $v_a$  é uma tensão alternada.

O SM pode ser formado por dois interruptores e dois diodos, além de um capacitor de armazenamento ( $C_o$ ), conforme Figura 2. Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  devem ser comandados de maneira complementar. Com  $S_1$  fechado, a tensão nos terminais do SM ( $v_{sm}$ ) é igual à tensão do capacitor  $C_o$  ( $v_c$ ) e o sentido da corrente  $i_{sm}$  determina a carga ou descarga de  $C_o$ . Com  $S_2$  fechado, a tensão nos terminais do SM ( $v_{sm}$ ) é nula. Define-se que um SM está ligado quando  $S_1$  está acionado e que um SM está desligado quando  $S_2$  está acionado.

Com o controle da relação entre o tempo que  $S_1$  e  $S_2$  permanecem acionados, controla-se a tensão média inserida no semibraço por cada SM. A tensão nominal nos capacitores de cada SM é idêntica, com valor nominal  $V_c$ . A tensão de barramento inserida pelo conversor ( $v_d$ ) é determinada pelo número de SMs acionados em uma fase, além da queda de tensão nos indutores de semibraço ( $L_a$ ), como mostra (1).

$$v_d = (N_{p,on} + N_{n,on})v_c + L_a \frac{d}{dt}(i_p + i_n) \quad (1)$$

Onde  $N_{p,on}$  e  $N_{n,on}$  representam respectivamente o número de SMs ligados no semibraço superior e semibraço inferior da fase. A tensão de fase ( $v_a$ ) é obtida por meio da subtração entre as equações de malha do braço superior (2) e inferior (3).

$$\frac{v_d}{2} = N_{p,on} \cdot v_c + L_a \frac{d}{dt} i_p + v_a \quad (2)$$

$$\frac{v_d}{2} = N_{n,on} \cdot v_c + L_a \frac{d}{dt} i_n - v_a \quad (3)$$

$$v_a = \frac{(N_{n,on} - N_{p,on})v_c}{2} + \frac{L_a}{2} \frac{d}{dt}(i_n - i_p) \quad (4)$$

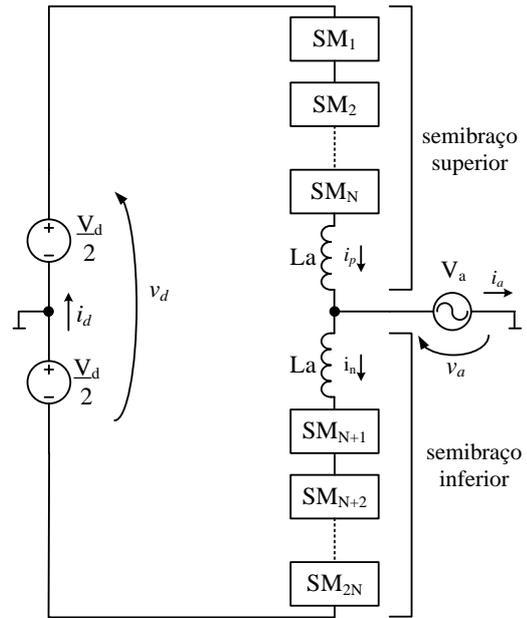


Figura 1. Conversor modular multinível com uma fase.

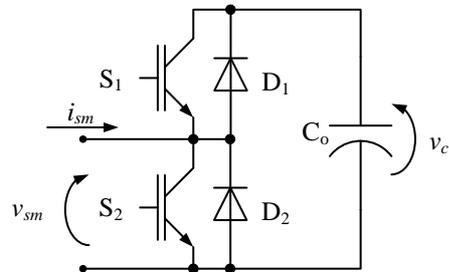


Figura 2. Estrutura do SM.

Para que a tensão alternada tenha maior excursão, escolhe-se  $V_c = V_d/N$ . Para esta condição, a tensão ca de fase ( $v_a$ ) tem valor de pico a pico aproximadamente igual ao valor da tensão  $V_d$ , uma vez que a queda de tensão no indutor deve ser pequena para a frequência fundamental (Glinka, 2003). A corrente que circula nos semibraços do conversor é formada por uma parcela comum ( $i_d$ ) e uma parcela com metade da amplitude da corrente de fase ( $i_a$ ), com sentido oposto em cada semibraço, conforme (5) e (6).

$$i_p = i_d + \frac{i_a}{2} \quad (5)$$

$$i_n = i_d - \frac{i_a}{2} \quad (6)$$

## 3 Sistema de controle proposto

O sistema consiste de um M2LC monofásico que conecta a fonte de tensão  $V_d$  à fonte de tensão  $V_a$ . O objetivo é o controle das correntes  $i_d$  e  $i_a$  de acordo com as referências obtidas, por exemplo, a partir do cálculo do fluxo de potência ativa e reativa especificados. O sistema mede as correntes de semibraço  $i_p$  e  $i_n$ , ao passo que as componentes  $i_d$  e  $i_a$  são calculadas por meio do emprego em conjunto de (5) e (6).

### 3.1 Equilíbrio das tensões dos capacitores de um braço e modulação.

A carga ou descarga de um capacitor de SM é comandada pelo sentido da corrente que circula no semibraço e pelo estado do submódulo. Para efetuar a equalização da tensão  $v_c$  dos SMs de um semibraço procede-se deste modo: para ligar um SM escolhe-se o SM de menor tensão  $v_c$  se a corrente  $i_{sm}$  for positiva, ou o de maior tensão  $v_c$  se a corrente for negativa; para desligar um SM escolhe-se o de maior tensão  $v_c$  se a corrente  $i_{sm}$  for positiva, ou o de menor tensão  $v_c$  se a corrente for negativa. Na Figura 3 é apresentado o fluxograma da seleção de submódulos do semibraço  $x$ , sendo  $x$  substituído por  $p$  para o semibraço superior e  $n$  para o semibraço inferior.

A modulação determina o número de submódulos que devem ser acionados em cada semibraço. Neste artigo optou-se por utilizar o esquema de portadoras deslocadas em nível, já explorado em (Saeedifard, 2010), sendo necessárias  $N$  portadoras por semibraço. Na Figura 4 é apresentado o caso particular para  $N = 6$ . O número de submódulos que devem ser acionados é obtido pelo número de portadoras que estão com valor inferior à tensão de comparação ( $V_{ref}$ ). Sempre que ocorre uma comparação o algoritmo de seleção é invocado para determinar quais submódulos devem ser acionados.

### 3.2 Controle da tensão total dos capacitores dos braços.

O valor total da tensão dos  $N$  capacitores dos SM de um semibraço varia em função da diferença entre a potência injetada pelas componentes  $i_d$  e  $i_a$  que circulam no conversor. Neste trabalho é utilizado o ajuste da componente de corrente comum ( $i_d$ ). O controle por meio do ajuste da componente ca ( $i_a$ ) também pode ser investigado, como sugerido em (Hagiwara, 2009).

O ajuste da tensão total dos  $2N$  capacitores de uma fase do conversor ( $v_{ca}$ ) é realizado por meio da adição de um componente contínuo ( $i_{d,cc}$ ) à referência da corrente  $i_d$  ( $i_{d,ref}$ ). O ajuste da diferença entre as tensões totais do semibraço superior e inferior ( $v_{cd}$ ) é realizado por meio da adição de uma componente alternada ( $i_{d,ca}$ ) em fase com a tensão do semibraço superior.

### 3.3 Controle de corrente

O controle proposto busca o desacoplamento do controle das correntes  $i_d$  e  $i_a$ . A ação de controle do sistema é executada por meio dos índices de inserção do semibraço superior ( $n_p$ ), dado em (7), e do semibraço inferior ( $n_n$ ), dado em (8). Estes índices são utilizados na comparação com as portadoras no mecanismo de modulação já descrito.

Conforme sugere (1), um aumento simultâneo de  $N_{p,on}$  e  $N_{n,on}$  provoca alteração no valor da tensão  $v_d$  inserida pelo conversor. Esta ação é utilizada para o

controle de  $i_d$ . Em (4) observa-se que a diferença entre o número de SMs acionados controla a tensão  $v_a$ . Esta ação é utilizada para o controle de  $i_a$ . Por isso o índice de inserção de cada um dos semibraços possui uma componente comum ( $m_d$ ) e uma componente diferencial ( $m_a$ ). O diagrama de blocos completo do controle do sistema é apresentado na Figura 5.

$$n_p = \frac{m_d}{2} + \frac{m_a}{2} \quad (7)$$

$$n_n = \frac{m_d}{2} - \frac{m_a}{2} \quad (8)$$

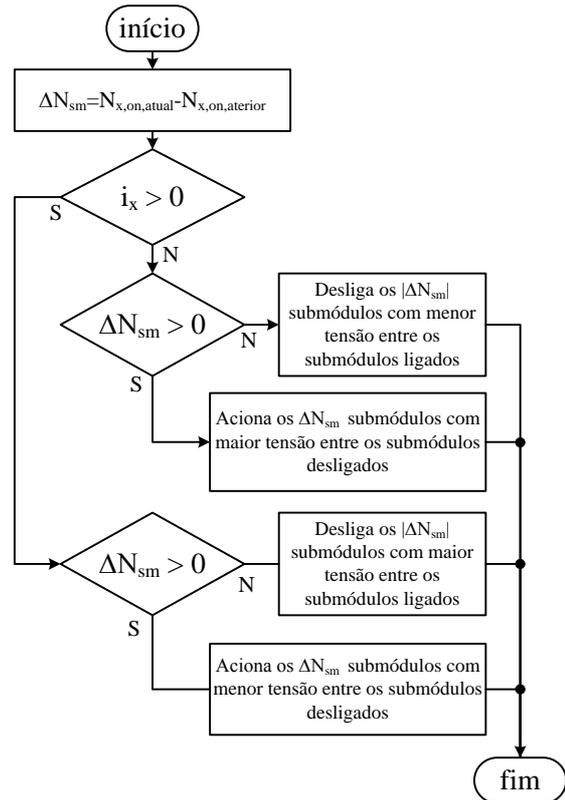


Figura 3. Fluxograma da seleção de capacitores para equilíbrio de tensão.

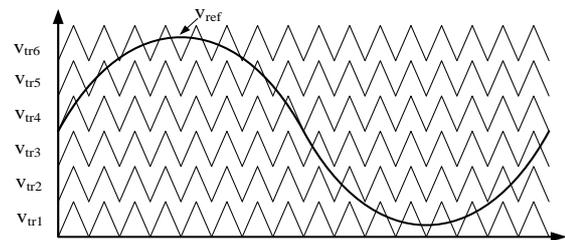


Figura 4. Modulação com portadoras deslocadas em nível.

## 4 Modelagem do sistema

Para a obtenção dos modelos dinâmicos do sistema representa-se o conjunto de  $N$  submódulos por um módulo equivalente, com capacitância e tensão equivalentes da associação série dos  $N$  capacitores do braço. Além disso, assumem-se as seguintes hipóteses:

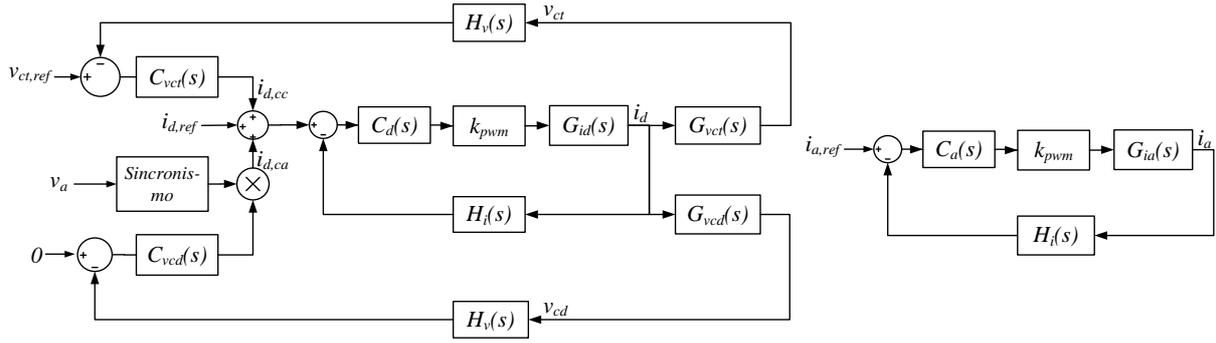


Figura 5. Diagrama de Blocos do controle.

- i. As resistências séries de indutores e capacitores são nulas;
- ii. Interruptores e diodos ideais;

A partir desta elabora-se o circuito equivalente apresentado na Figura 6, no qual são identificadas três etapas de operação, considerando que  $n_n$  seja maior que  $n_p$ . Na primeira etapa, que ocorre entre  $(t_o)$  e  $(t_o + n_p.T_s)$ , com  $(T_s)$  sendo o período de comutação, os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  estão conduzindo e as equações que descrevem esta etapa são:

$$\frac{v_d}{2} = L_a \cdot \frac{d}{dt} i_p + L_o \cdot \frac{d}{dt} i_o + v_a \quad (9)$$

$$\frac{v_d}{2} = L_a \cdot \frac{d}{dt} i_n - L_o \cdot \frac{d}{dt} i_a - v_a \quad (10)$$

$$C_p \cdot \frac{d}{dt} v_{cp} = C_p \cdot \frac{d}{dt} v_{cp} = 0 \quad (11)$$

Na segunda etapa de operação, que ocorre entre  $(t_o + n_p.T_s)$  e  $(t_o + n_n.T_s)$ , o interruptor  $S_2$  é aberto e a corrente passa a fluir pelo capacitor  $C_p$ . As equações que descrevem esta etapa são:

$$\frac{v_d}{2} = L_a \cdot \frac{d}{dt} i_p + L_o \cdot \frac{d}{dt} i_a + v_a + v_{cp} \quad (12)$$

$$\frac{v_d}{2} = L_a \cdot \frac{d}{dt} i_n - L_o \cdot \frac{d}{dt} i_a - v_a \quad (13)$$

$$C_p \cdot \frac{d}{dt} v_{cp} = i_p \quad (14)$$

$$C_n \cdot \frac{d}{dt} v_{cn} = 0 \quad (15)$$

Na terceira etapa de operação, que ocorre entre  $(t_o + n_n.T_s)$  e  $(t_o + T_s)$ , o interruptor  $S_4$  é aberto e a corrente passa a fluir também por  $C_n$ . As equações que descrevem o circuito nesta etapa são:

$$\frac{v_d}{2} = L_a \cdot \frac{d}{dt} i_p + L_o \cdot \frac{d}{dt} i_a + v_a + v_{cp} \quad (16)$$

$$\frac{v_d}{2} = L_a \cdot \frac{d}{dt} i_n - L_o \cdot \frac{d}{dt} i_a - v_a + v_{cn} \quad (17)$$

$$C_p \cdot \frac{d}{dt} v_{cp} = i_p \quad (18)$$

$$C_n \cdot \frac{d}{dt} v_{cn} = i_n \quad (19)$$

Considerando a primeira etapa de operação, com a soma de (9) e (10) e posterior substituição das relações (5) e (6) obtém-se (20).

$$V_d = 2.L_a \frac{d}{dt} i_d \quad (20)$$

Com a subtração de (10) em (9) e substituição conjunta das relações (5) e (6) obtém-se (21).

$$0 = 2.L_o \frac{d}{dt} i_a + 2.v_a + L_a \frac{d}{dt} i_a \quad (21)$$

Realizando o mesmo procedimento para a segunda etapa obtém-se:

$$V_d = 2.L_a \frac{d}{dt} i_d + v_{cp} \quad (22)$$

$$0 = 2.L_o \frac{d}{dt} i_o + 2.v_a + L_a \frac{d}{dt} i_o + v_{cp} \quad (23)$$

E para a terceira etapa obtém-se (24) e (25).

$$V_d = 2.L_a \frac{d}{dt} i_d + v_{cp} + v_{cn} \quad (24)$$

$$0 = 2.L_o \frac{d}{dt} i_o + 2.v_o + L_a \frac{d}{dt} i_o + v_{cp} - v_{cn} \quad (25)$$

Utilizando (20), (22) e (24) calcula-se o valor médio instantâneo da tensão no indutor  $L_a$  durante um período de comutação  $(T_s)$ :

$$\langle V_{L_a} \rangle_{T_s} = \frac{V_d - v_{cp} - v_{cn} + v_{cp}.n_p + v_{cn}.n_n}{2} \quad (26)$$

Utilizando (21), (23) e (25) calcula-se o valor médio instantâneo da tensão da indutância equivalente  $L_a + 2.L_o$  durante um período de comutação  $(T_s)$ :

$$\langle V_{L_a + 2.L_o} \rangle_{T_s} = -2.v_o + v_{cp}(-1 + n_p) + v_{cn}(1 - n_n) \quad (27)$$

Além disso, utilizando (11), (14) e (18) calcula-se a corrente média instantânea no capacitor  $C_p$  e com (11), (15) e (19) calcula-se a corrente média instantânea no capacitor  $C_n$ :

$$\langle i_{C_p} \rangle_{T_s} = i_p(1 - n_p) \quad (28)$$

$$\langle i_{C_n} \rangle_{T_s} = i_n(1 - n_n) \quad (29)$$

Com a substituição conjunta de (5)-(8) em (26)-(29) procede-se com a linearização, considerando pequenas variações em torno do ponto de operação, apresentadas em (30)-(35). Além disso, os valores dos capacitores equivalentes  $C_p$  e  $C_n$  são substituídos por (36).

$$i_d = I_d + \tilde{i}_d \quad (30)$$

$$i_a = I_a + \tilde{i}_a \quad (31)$$

$$v_{cp} = N.V_c + \tilde{v}_{cp} \quad (32)$$

$$v_{cn} = N.V_c + \tilde{v}_{cn} \quad (33)$$

$$m_d = M_d + \tilde{m}_d \quad (34)$$

$$m_a = M_a + \tilde{m}_a \quad (35)$$

$$C_p = C_n = \frac{C_o}{N} \quad (36)$$

Separando os termos em  $i_d$  e  $i_a$  e aplicando a transformada de Laplace chega-se a planta da corrente  $G_{id}(s)$  que representa a dinâmica de  $i_d(s)$  em função da variável de controle  $m_d(s)$ , apresentada em (37) e a planta da corrente  $G_{ia}(s)$  que representa a dinâmica de  $i_a(s)$  em função da variável de controle  $m_a(s)$ , apresentada em (38).

$$\frac{i_d(s)}{m_d(s)} = \frac{C.V_c.s}{\frac{2.C.L_a}{N} s^2 + 2 - 2.M_d + M_d^2} \quad (37)$$

$$\frac{i_a(s)}{m_a(s)} = \frac{C.V_c.s}{\frac{C.(L_a + 2.L_o)}{N} s^2 + 1 - M_d + \frac{M_d^2}{4}} \quad (38)$$

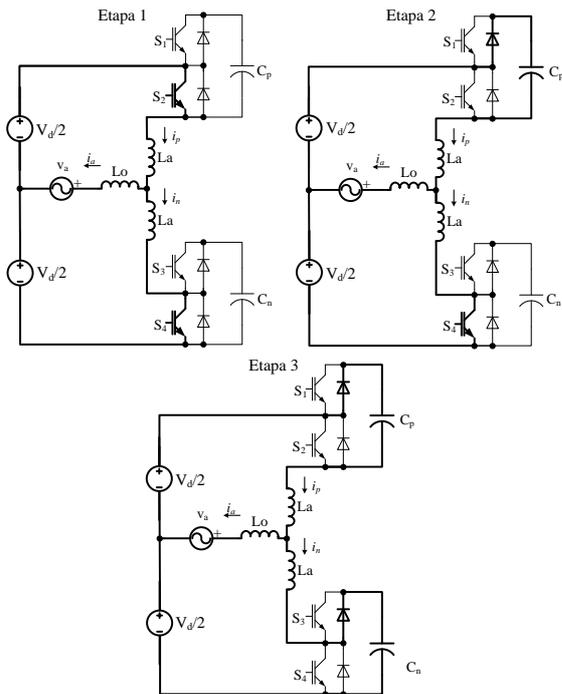


Figura 6. Etapas de operação consideradas para obtenções dos modelos de controle.

Os modelos da tensão total dos capacitores ( $G_{vct}(s)$ ) e tensão diferencial dos capacitores ( $G_{vcd}(s)$ ) em função da corrente  $i_d(s)$  é obtido da linearização das equações (28) e (29), considerando a aplicação de perturbações na componente  $i_d(s)$  da corrente de semibraço. Além disso, considera-se que a dinâmica da malha de controle de corrente seja muito mais rápida que a dinâmica do controle de tensão dos capacitores.

$$G_{vct}(s) = \frac{v_{ct}(s)}{i_{d,cc}(s)} = \frac{2.N.\left(1 - \frac{M_d}{2}\right)}{C_o.s} \quad (39)$$

$$G_{vcd}(s) = \frac{v_{cd}(s)}{i_{d,ca}(s)} = \frac{N.M_{ap}}{2.C_o.s} \quad (40)$$

onde  $M_{ap}$  é o valor máximo que a variável de controle  $m_a$  assume durante um ciclo de rede

Utilizando o software *PSIM* e os parâmetros da Tabela 1 comparam-se os modelos obtidos com a resposta em frequência do M2LC. Os resultados para as plantas de corrente e tensão são apresentados respectivamente nas Figuras 8-9. A análise ca do conversor apresenta um amortecimento maior que os do modelos de corrente levantados, além disso na planta  $G_{id}(s)$  o efeito da comutação já é percebido a partir de 1 kHz.

## 5 Projeto dos controladores

O projeto dos compensadores utiliza a metodologia da análise da resposta em frequência, com o auxílio de diagramas de Bode. O conversor utilizado para a simulação possui 12 submódulos e a frequência das portadoras é de 10 kHz. A Tabela 1 apresenta os principais parâmetros do sistema simulado. O projeto da estrutura de potência foge do escopo deste trabalho, no entanto o leitor pode encontrar referência para este fim em (Marquardt, 2002). O indutor  $L_a$  foi ajustado para que a ondulação da corrente em  $L_a$  fosse inferior a 15 %. A fonte senoidal é ideal e sem impedância de dispersão ( $L_o=0$ ).

A malha de controle da corrente  $i_a$  é projetada para ter a frequência de cruzamento por zero do ganho em dB em 5 kHz. Esta frequência é um quarto da frequência de comutação equivalente observada na corrente  $i_a$ . A malha de controle da corrente  $i_d$  é projetada com frequência de cruzamento em 1 kHz. As malhas de controle de tensão total e tensão diferencial são mais lentas, com frequência de cruzamento por zero em 3 Hz. Devido a esta diferença, considera-se que as malhas de tensão estejam desacopladas dinamicamente da malha de corrente  $i_d$ . Em (41)-(44) apresentam-se as equações de laço aberto das plantas em questão.

$$T_{ia}(s) = C_a(s).k_{pum}.G_{ia}(s).H_i \quad (41)$$

$$T_{id}(s) = C_d(s).k_{pum}.G_{id}(s).H_i \quad (42)$$

Tabela 1. Parâmetros do M2LC.

Submódulos por braço	$N = 6$
Potência aparente	$P_{va} = 50 \text{ kVA}$
Tensão eficaz fonte ca	$V_a = 7,9 \text{ kV}$
Tensão cc	$V_d = 25,2 \text{ kV}$
Tensão de Submódulo	$V_c = 4,2 \text{ kV}$
Ondulação Tensão de Submódulo	$\Delta V_c = 5 \%$
Indutor de semibraço	$L_a = 143 \text{ mH}$
Capacitor de submódulo	$C_o = 56 \text{ }\mu\text{F}$
Ganho do sensor de tensão	$H_v = 1 \text{ mV/V}$
Ganho do sensor de corrente	$H_i = 0,1 \text{ V/A}$
Ganho do modulador	$k_{pwm} = 1$

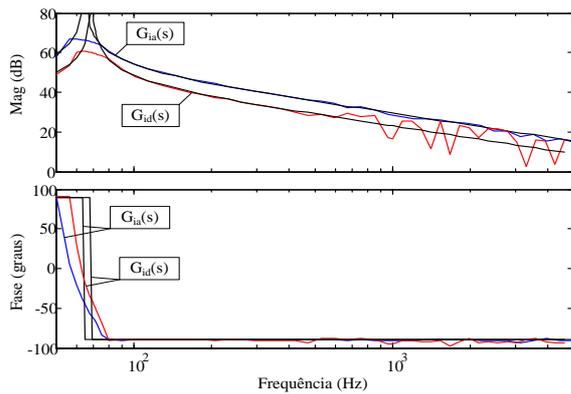


Figura 7. Diagrama de Bode dos modelos de corrente  $G_{id}(s)$  e  $G_{ia}(s)$

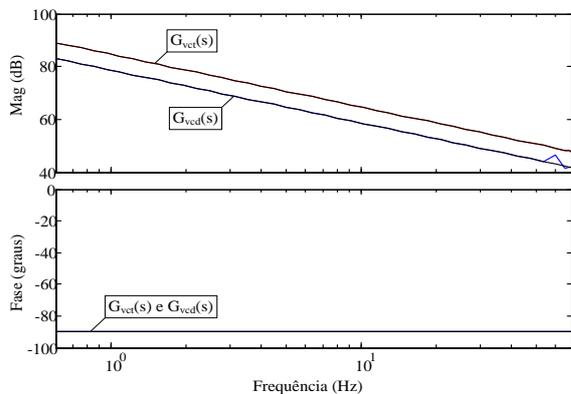


Figura 8. Diagrama de Bode dos modelos de tensão  $G_{vct}(s)$  e  $G_{vcd}(s)$

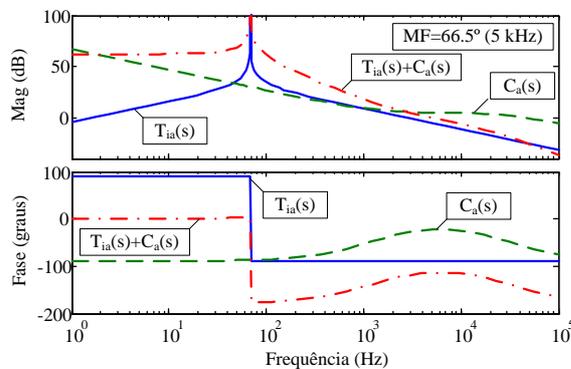


Figura 9. Diagrama de Bode da malha de compensação da corrente  $i_a$

$$T_{vct}(s) = \frac{C_{vct}(s).G_{vct}(s).H_v}{H_i} \quad (43)$$

$$T_{vcd}(s) = \frac{C_{vcd}(s).G_{vcd}(s).H_v}{H_i} \quad (44)$$

Nas Figuras 9-12 são apresentados os diagramas de Bode de (41)-(44) com e sem a compensação realizada pelos controladores. Os controladores de corrente são do tipo PI com um pólo adicional e os controladores de tensão utilizam apenas um pólo. Os controladores projetados são apresentados em (45)-(48).

$$C_a(s) = \frac{s + 7854}{3,026 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0,5704 \cdot s} \quad (45)$$

$$C_d(s) = \frac{s + 1571}{6,38 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 1,203 \cdot s} \quad (46)$$

$$C_{vct}(s) = \frac{1,8759}{s + 37,7} \quad (47)$$

$$C_{vcd}(s) = \frac{0,938}{s + 18,85} \quad (48)$$

## 6 Resultados de simulação numérica

Com o intuito de avaliar a proposta de controle sugerida neste artigo foram realizadas simulações com os parâmetros do M2LC presentes na Tabela 1. A simulação é realizada com o auxílio do *Software MATLAB/Simulink*. O procedimento de teste consiste na imposição de referências para as correntes  $i_d$  e  $i_a$ , forçando o conversor a operar nos quatro quadrantes, com ângulo de carga de  $0, \pi/2, -\pi$  e  $-\pi/2$  radianos. O valor de pico da corrente  $i_d$  é de 8,92 A. Quando há fluxo de potência ativa (ângulo de carga de  $0$  e  $-\pi$ )  $i_{d,ref}$  possui valor de 1,9 A e -1,9 A respectivamente e, zero para o caso de fluxo reativo puro (ângulo de carga de  $\pi/2$  e  $-\pi/2$ ).

Outro teste feito considera a imposição de corrente  $i_a$  com a presença dos harmônicos 3, 5, 7, 11, 13, 17 e 19, cada um com 10 % da amplitude da corrente  $i_a$  nominal.

As Figuras 13-16 apresentam os resultados obtidos para operação com ângulos de carga respectivamente de  $0, \pi/2, -\pi$  e  $-\pi/2$  radianos. A máxima distorção harmônica total (TDH) para a corrente  $i_a$  é de 0,65 %. A tensão dos capacitores de cada um dos SMs aparece corretamente equalizada e o valor médio da tensão dos capacitores é de 4200 V, conforme valor nominal projetado.

Na Figura 17 são apresentados o ganho e a fase de cada um dos componentes harmônicos reproduzidos pelo conversor, quando a referência  $i_a$  utilizada possui distorção. Observa-se que a defasagem entre a referência e o sinal sintetizado aumenta com o aumento da frequência.

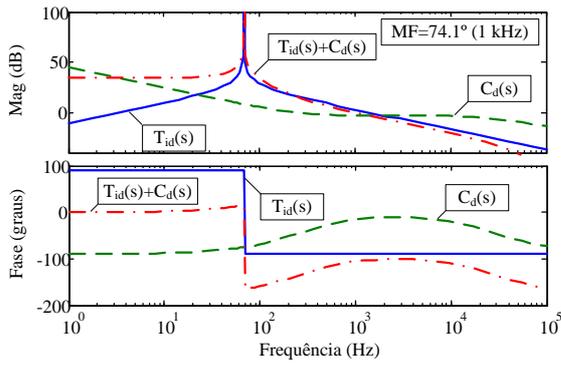


Figura 10. Diagrama de Bode da malha de compensação da corrente  $i_d$

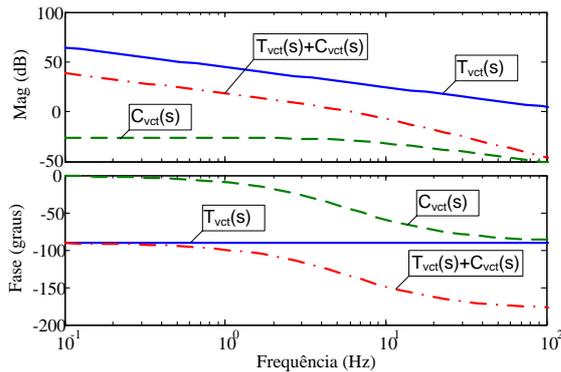


Figura 11. Diagrama de Bode da malha de compensação da tensão total dos capacitores.

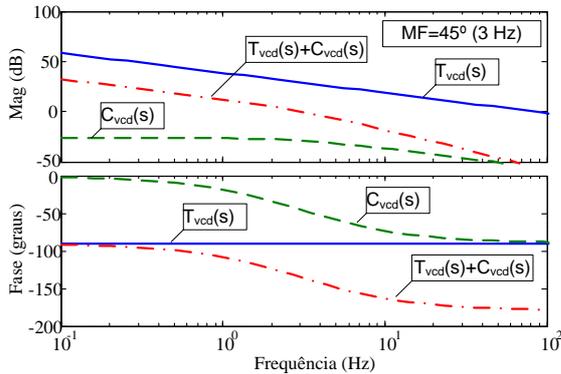


Figura 12. Diagrama de Bode da malha de compensação da diferença entre tensão total dos capacitores do braço superior e inferior.

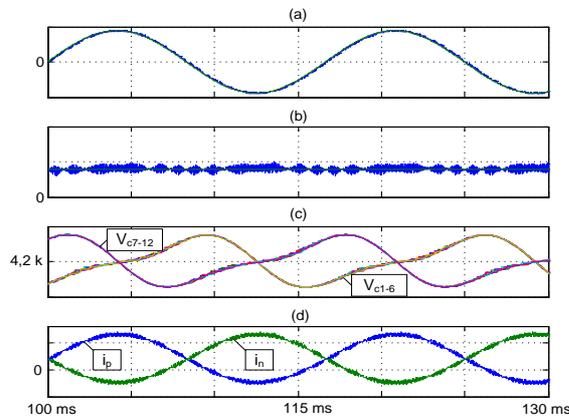


Figura 13. Resultados para ângulo de carga igual a zero (a) corrente e referência  $i_a$  (10 A/div) (b) corrente e referência  $i_d$  (2,5 A/div) (c) tensão nos capacitores dos submódulos (100 V/div) (d) correntes de semibraço (5 A/div).

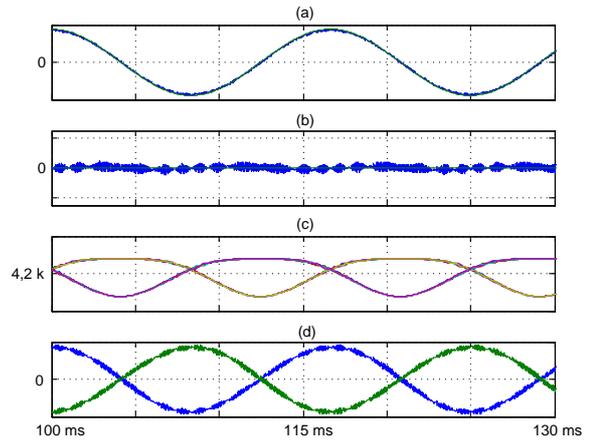


Figura 14. Resultados para ângulo de carga igual a  $\pi/2$  radianos (a) corrente e referência  $i_a$  (10 A/div) (b) corrente e referência  $i_d$  (2,5 A/div) (c) tensão nos capacitores dos submódulos (200 V/div) (d) correntes de semibraço (5 A/div).

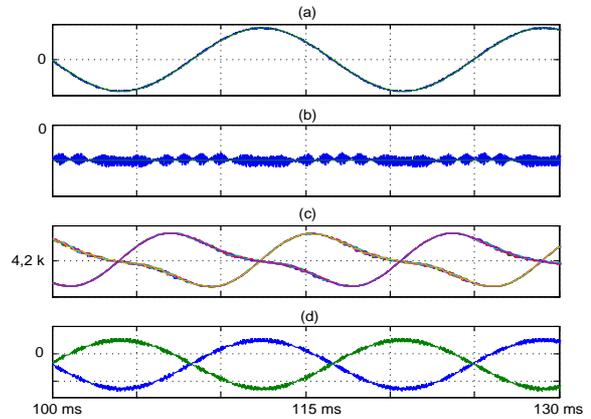


Figura 15. Resultados para ângulo de carga igual a  $-\pi$  radianos (a) corrente e referência  $i_a$  (10 A/div) (b) corrente e referência  $i_d$  (2 A/div) (c) tensão nos capacitores dos submódulos (100 V/div) (d) correntes de semibraço (5 A/div).

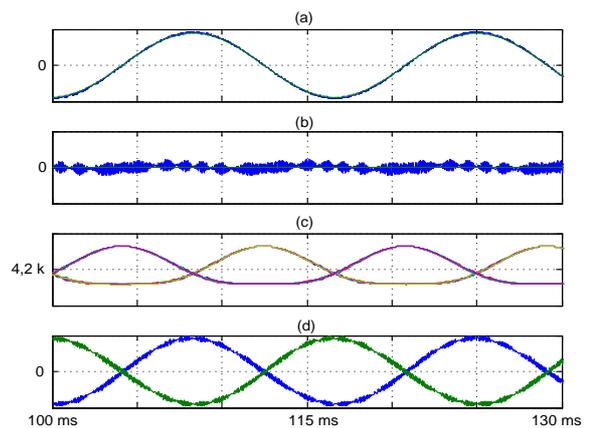


Figura 16. Resultados para ângulo de carga igual a  $-\pi/2$  radianos (a) corrente e referência  $i_a$  (10 A/div) (b) corrente e referência  $i_d$  (2 A/div) (c) tensão nos capacitores dos submódulos (200 V/div) (d) correntes de semibraço (5 A/div).

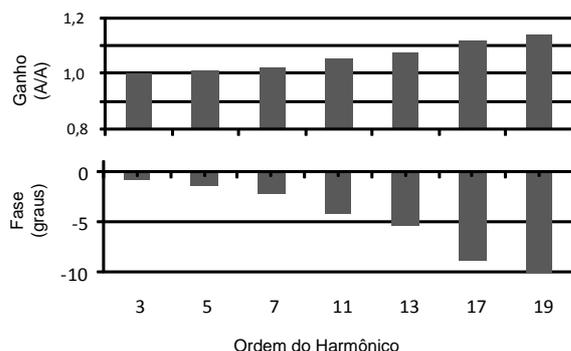


Figura 17. Ganho e fase dos componentes harmônicos reproduzidos pelo conversor.

## 7 Conclusão

Este artigo apresenta uma metodologia de controle independente para as componentes de corrente cc e ca no M2LC. O sistema proposto utiliza variáveis de controle diferentes para cada componente, cuja composição é aplicada ao modulador de cada semibraço. Foram apresentados modelos dinâmicos do sistema que permitem o projeto dos compensadores.

Os resultados apresentados atestam a eficácia do método operando nos quatro quadrantes com referência senoidal. Além disso, foi investigada a sintetização de referências distorcidas através da inserção de conteúdo harmônico à referência  $i_a$ .

O sistema proposto é uma camada base de controle que recebe referências de corrente de uma camada de aplicação. Este camada de aplicação pode ser, por exemplo, um sistema de controle de fluxo e torque de motor, de um filtro ativo, de um retificador com alto fator de potência ou em condicionador de energia. A estrutura apresentada permite a conexão direta do M2LC a uma rede de distribuição de 13,8 kV (tensão de fase 7,96 kV) sem necessidade de transformadores de acoplamento.

## Referências Bibliográficas

- Allebrod, S., Hamerski, R. and Marquardt, R. (2008). New transformerless, scalable modular multilevel converters for hvdc-transmission, Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, pp. 174-179.
- Antonopoulos, A., Angquist, L. and Nee, H.P. (2009). On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter, Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics. Teknikringen 33, 100 44 Stockholm, Sweden.
- Baker, R. H. (1980). High-voltage converter circuit.
- Chuco, B. and Watanabe, E. (2011). Back-to-back HVDC based on modular multilevel converter, COBEP2011.
- Glinka, M. and Marquardt, R. (2003). A new ac/ac-multilevel converter family applied to a single-phase converter, Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on, Vol. 1, pp. 16 - 23 Vol.1.
- Hagiwara, M., Maeda, R. and Akagi, H. (2010a). Negative-sequence reactive-power control by the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (mmcc-dscc), Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, pp. 3949-3954.
- Hagiwara, M., Maeda, R. and Akagi, H. (2010b). Theoretical analysis and control of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (mmcc-dscc), Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, pp. 2029-2036.
- Hagiwara, M., Nishimura, K. and Akagi, H. (2009). A modular multilevel pwm inverter for medium-voltage motor drives, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp. 2557-2564.
- Korn, A., Winkelkemper, M. and Steimer, P. (2010). Low output frequency operation of the modular multi-level converter, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, pp. 3993-3997.
- Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L., Wu, B., Rodriguez, J., Perez, M. and Leon, J. (2010). Recent advances and industrial applications of multilevel converters, Industrial Electronics, IEEE Transactions on 57(8): 2553-2580.
- Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003). An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range, Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, Vol. 3, p. 6 pp. Vol.3.
- Marquardt, R., Lesnicar, A. and Hildinger, J. (2002). Modulares stromrichterkonzept für netzkupplungsanwendungen bei hohen spannungen, ETG-Conference .
- McMurray, W. (1971). Fast response stepped wave switching power converter circuit.
- Meynard, T. and Foch, H. (1992). Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters, Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, pp. 397-403 vol.1.
- Mohammadi P., H. and Bina, M. T. (2011). A transformerless medium-voltage statcom topology based on extended modular multilevel converters, Power Electronics, IEEE Transactions on 26(5): 1534 -1545.
- Saeedifard, M. and Iravani, R. (2010). Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system, Power Delivery, IEEE Transactions on 25(4): 2903-2912.
- Wu, B. (2006). High-power converters and AC-drives, Wiley.