

SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES UTILIZANDO CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

ANDREI DE O. ALMEIDA*, ADEILSON DA S. B. RIBEIRO*, FREDERICO T. GHETTI*†, RAMON M. DOMINGOS*, PEDRO M. DE ALMEIDA*, PEDRO G. BARBOSA*

*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Juiz de Fora
Juiz de Fora, MG, Brasil

†Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sudeste de Minas Gerais
Juiz de Fora, MG, Brasil

Emails: andrei.almeida@engenharia.ufjf.br,
adeilson.ribeiro@engenharia.ufjf.br, frederico.ghetti@ifesudestemg.edu.br,
ramon.m.domingos@gmail.com, pedro.machado@ufjf.edu.br,
pedro.gomes@ufjf.edu.br

Abstract— This paper presents the study of a HVDC transmission system based on modular multilevel converters (MMC) in back-to-back (BTB) connection. The MMC mathematical model is developed using synchronous reference frame and the state-space theory. The three-phase currents controllers of both converters in the BTB connection are made by state feedback and designed using LQR technique. On the other hand, DC bus voltage control is carried out by a PI controller. Finally, circulating currents suppression strategy uses PR controllers. Simulations results are presented to validate the theoretical analysis and to demonstrate the performance of the controllers.

Keywords— State Feedback Control, Modular Multilevel Converter, LQR, HVDC Transmission

Resumo— Este artigo apresenta o estudo de um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores multiníveis modulares (MMC) em conexão *back-to-back* (BTB). A modelagem matemática do MMC é feita utilizando o sistema de coordenadas síncronas e a teoria de espaço de estados. Os controladores das correntes trifásicas dos dois conversores utilizados na conexão BTB são feitos por realimentação de estados e projetados utilizando a técnica LQR. O controle da tensão no barramento CC, por outro lado, é feito através de um controlador PI. Por fim, a estratégia de supressão das correntes circulantes utiliza controladores PR. Resultados de simulação são apresentados a fim de validar as análises teóricas e demonstrar o funcionamento dos controladores.

Palavras-chave— Controle por Realimentação de Estados, Conversor Multinível Modular, LQR, Transmissão HVDC.

1 Introdução

O crescimento da demanda por energia torna cada vez mais necessário o desenvolvimento de novas tecnologias, a fim de garantir e otimizar o funcionamento do sistema elétrico de potência (SEP). Neste sentido, a eletrônica de potência é fundamental na busca pelo melhor aproveitamento da energia elétrica. Com isso, algumas tecnologias vêm sendo muito discutidas na literatura, como as microrredes (Carrasco et al., 2006; Wang et al., 2011), sistemas de geração de energia fotovoltaica (de Almeida et al., 2014) e eólica (Yaramasu et al., 2015), sistemas de transmissão em corrente contínua e alta tensão (do inglês, *High Voltage Direct Current*) (HVDC) (Flourentzou et al., 2009), entre outras.

O conversor multinível modular (do inglês, *Modular Multilevel Converter*) (MMC), proposto por Lesnicar and Marquardt (2003), tem se mostrado uma solução atrativa para aplicações de potência elevada, como sistemas de transmissão HVDC (Chuco and Watanabe, 2011) e sistemas de geração de energia eólica (Gnanarathna et al., 2010). Na Figura 1 é mostrado um diagrama esquemático de uma fase do MMC, que é idêntico para as demais fases. Esse conversor é capaz de sintetizar tensões e correntes alternadas (CA) com múltiplos níveis a partir de um barramento com

tensão e corrente contínua (CC). Cada fase do MMC é dividida em dois braços compostos por N submódulos (SM) em série com uma resistência (R_0) e uma indutância (L_0). No ponto de conexão entre os dois braços, ou terminal CA, é conectado outro filtro indutivo (R_s, L_s) como interface com a rede elétrica. Os SM podem apresentar diversas topologias (Sharifabadi et al., 2016), sendo que neste artigo utiliza-se a meia-ponte, com dois interruptores do tipo IGBT e um capacitor CC.

Conforme a estratégia de modulação utilizada, as tensões CA podem ter $(N + 1)$ ou $(2N + 1)$ níveis. Além disso é necessária uma estratégia de equalização das tensões nos capacitores, que pode ser feita individualmente em cada SM ou utilizando um algoritmo para gerar os sinais de disparo (Saeedifard and Iravani, 2010). A equalização das tensões nos SM é fundamental para garantir o funcionamento correto do MMC.

O MMC como mostrado na Figura 1, conecta um sistema CC a um CA. No caso da transmissão HVDC, para conectar dois sistemas CA, pode-se utilizar a topologia *back-to-back* (BTB) (Debnath et al., 2015), como mostrado na Figura 2. Nesse sistema os conversores são conectados por uma linha de transmissão curta, representada por uma resistência (R_{lt}) e uma indutância (L_{lt}). Porém essa linha pode não existir,

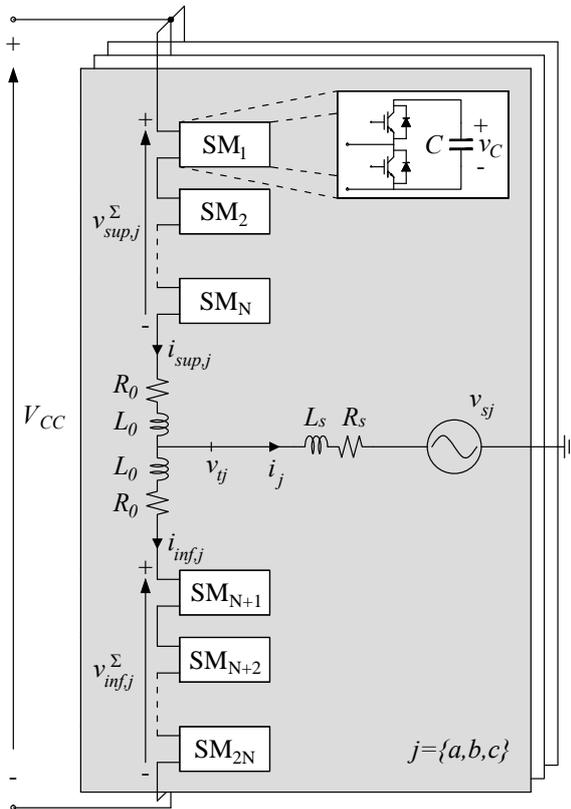


Figura 1: Estrutura básica do MMC conectado à rede.

dependendo da aplicação.

Por se tratar de um conversor tipo fonte de tensão (do inglês, *Voltage-Sourced Converter*) (VSC), o MMC permite controlar as potências ativa e reativa injetadas na rede CA de forma independente, através do controle das correntes trifásicas. Além disso é possível controlar a tensão no barramento CC quando necessário (Almeida et al., 2012). Em conexão BTB, normalmente um conversor controla a tensão CC, enquanto o outro fica responsável pelo fluxo de potência ativa. As potências reativas injetadas na redes CA são controladas de forma independente nos dois conversores (Yazdani and Iravani, 2010).

O MMC apresenta uma particularidade que são as correntes circulantes (Antonopoulos et al., 2009). O desbalanço de tensão entre os SM e entre as fases faz com que surjam correntes circulantes, com o dobro da frequência fundamental, nos braços do MMC. Essas correntes não afetam as correntes de saída, porém aumentam as perdas internas e tornam necessário um sobredimensionamento dos componentes. Para minimizar essas correntes de segundo harmônico, são propostas diversas técnicas na literatura, sendo que nesse artigo utiliza-se a técnica proposta em (Li et al., 2013).

Este artigo apresenta o estudo de um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores multiníveis modulares em conexão *back-to-back* (MMC-BTB). A partir da modelagem matemática dos conversores no espaço de estados, são projetados os controladores de correntes dos dois sistemas, da tensão CC da interconexão e da estratégia de supressão das cor-

rentes circulantes. Resultados de simulação obtidos com o programa PSIM são usados para demonstrar o funcionamento da topologia estudada e para validar as análises teóricas.

2 Controle do Sistema MMC-BTB

Como mencionado anteriormente, no sistema BTB um conversor deve controlar a tensão no barramento CC enquanto o outro controla o fluxo de potência ativa no sistema. Os sistemas de transmissão HVDC geralmente conectam uma fonte de energia elétrica a um centro consumidor. Tendo em vista este cenário, é interessante que o fluxo de potência ativa seja controlado pelo MMC 1, onde a energia é gerada, enquanto a tensão CC é controlada pelo MMC 2, onde a energia é consumida. Mesmo o fluxo de potência ativa sendo unidirecional nesse tipo de sistema, na Figura 2 as potências são referenciadas como sendo injetadas na rede em ambos os conversores. Isso é uma escolha arbitrária, já que a conexão BTB permite trabalhar com fluxo de potência ativa e reativa bidirecional (Yazdani and Iravani, 2010).

Na Figura 3 é mostrado um diagrama esquemático dos sistemas de controle utilizados no sistema MMC-BTB da Figura 2. O controle das correntes trifásicas é feito no sistema de coordenadas síncronas (dq). Para realizar a transformação de coordenadas é necessário um circuito de sincronismo PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) e neste trabalho foi utilizado o DSOGI-PLL (Rodríguez et al., 2006). O controlador de corrente é alimentado com as tensões da rede e as correntes terminais, ambas em coordenadas dq , além das referências de potência. No sistema de transmissão HVDC em questão, a referência de potência ativa é arbitrada no MMC 1, enquanto no MMC 2 é fornecida pelo controlador da tensão CC. A saída dos controladores de corrente fornecem o sinal modulante m_j^* , em que $j = (a, b, c)$ indica a fase.

Ainda no diagrama esquemático da Figura 3, a supressão das correntes circulantes é feita de forma independente dos outros controles. Os sinais fornecidos pelo controle das correntes trifásicas (m_j^*) e pela estratégia de supressão das correntes circulantes ($v_{im,j}^*$) são combinados com o valor da tensão CC, para então formar os sinais de referência utilizados na estratégia de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) multiportadoras. A modulação é feita de forma individual para cada braço do MMC, determinando em cada iteração, o número de SM que devem inserir o capacitor no circuito.

Em um modelo de simulação completo, a saída do PWM é processada pelo algoritmo de equalização das tensões nos capacitores dos SM (Saeedifard and Iravani, 2010). A fim de simplificar as simulações, pode-se utilizar o modelo médio do braço (do inglês, *Arm-Level Averaged Model*) (Sharifabadi et al., 2016), que considera as tensões nos capacitores equalizadas. A utilização desse modelo não prejudica a análise dos controladores utilizados nesse trabalho, uma vez

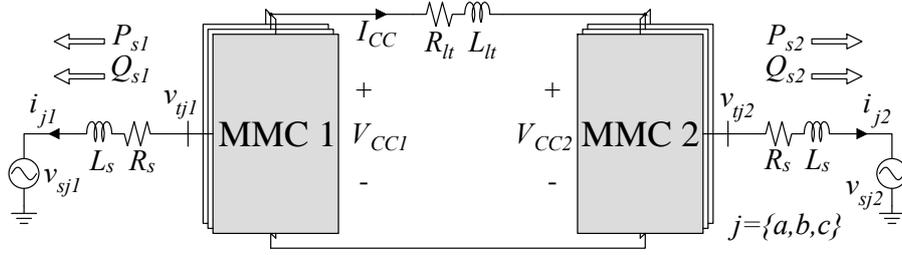


Figura 2: Sistema de transmissão HVDC em conexão back-to-back.

que são projetados desconsiderando as componentes harmônicas geradas pela comutação dos interruptores.

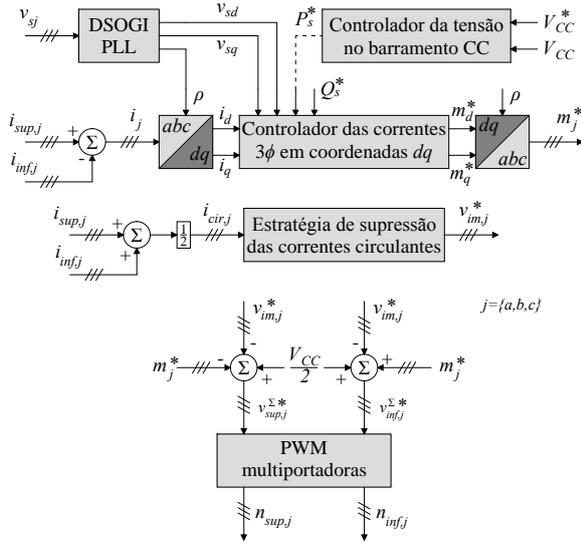


Figura 3: Diagrama esquemático dos sistemas de controle utilizados no sistema MMC-BTB.

Nas seções seguintes serão discutidos os projetos dos controladores utilizados no diagrama da Figura 3, assim como a modelagem matemática do sistema estudado.

2.1 Controle das correntes 3ϕ em coordenadas dq

Considerando inicialmente o MMC trifásico da Figura 1 como um VSC convencional e a rede CA balanceada, pode-se escrever as seguintes equações dinâmicas para as correntes sintetizadas pelo conversor:

$$L \frac{di_j(t)}{dt} = -Ri_j(t) + v_{tj}(t) - v_{sj}(t) \quad (1)$$

sendo $j \in \{a, b, c\}$ a fase, $i_j(t)$ as correntes de saída, $v_{tj}(t)$ as tensões terminais do conversor e $v_{sj}(t)$ as tensões da rede CA.

Utilizando o conceito de vetor ou fasor espacial (Yazdani and Iravani, 2010), pode-se reescrever (1) no sistema de coordenadas dq como:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L \left(\frac{d\rho}{dt} \right) i_q + v_{td} - v_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L \left(\frac{d\rho}{dt} \right) i_d + v_{tq} - v_{sq} \end{cases} \quad (2)$$

em que $\rho = (\omega_0 t + \theta_0)$ é o ângulo de fase do sistema, fornecido pelo DSOGI-PLL.

Desprezando os harmônicos de chaveamento, as tensões terminais do conversor podem ser descritas por:

$$v_{tk} = \left(\frac{V_{cc}}{2} \right) m_k \quad (3)$$

sendo $k \in \{d, q\}$ indica o eixo direto ou em quadratura e m_k são os índices de modulação.

Esses índices de modulação podem ser usados para desacoplar as dinâmicas das correntes i_d e i_q descritas em (2), resultando na seguinte lei de controle (Yazdani and Iravani, 2010):

$$\begin{cases} m_d = (u_d - \omega_0 L i_q + v_{sd}) / (V_{CC}/2) \\ m_q = (u_q + \omega_0 L i_d + v_{sq}) / (V_{CC}/2) \end{cases} \quad (4)$$

onde u_d e u_q são as saídas de seus respectivos controladores.

Substituindo (4) em (3) e substituindo também o resultado em (2), é possível reescrever as equações que descrevem o comportamento dinâmico das correntes conforme mostrado a seguir:

$$L \frac{di_k}{dt} + R i_k = u_k \quad (5)$$

As relações (5) para $k \in \{d, q\}$ são lineares, de primeira ordem e totalmente desacopladas entre si. Desse modo, pode-se reescrever as equações dinâmicas das correntes como equações de estado:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u \end{cases} \quad (6)$$

onde as matrizes de espaço de estado são dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [-R/L], & \mathbf{B} &= [1/L], \\ \mathbf{C} &= [1], & \mathbf{D} &= [0] \\ \mathbf{x} &= [i_k(t)], & u &= v_{tk}(t). \end{aligned}$$

O controle de corrente é feito utilizando realimentação de estados, em que as correntes i_d e i_q são sinais contínuos. Baseado no princípio do modelo interno, pode-se incluir um integrador na malha de controle do conversor para eliminar o erro de estado estacionário (Ogata, 1996). Na Figura 4 é mostrado o diagrama de blocos do controle por realimentação de estados da corrente de um dos eixos, uma vez que o controle é idêntico para o outro eixo.

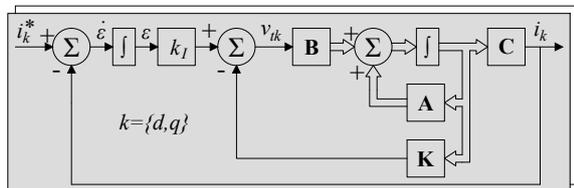


Figura 4: Diagrama de blocos do controle das correntes dq por realimentação de estados.

Dessa forma, incluindo o integrador, o sistema aumentado é dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\varepsilon} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \varepsilon \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}^* \quad (7)$$

onde $\varepsilon = \mathbf{x}^* - \mathbf{x}$, $\mathbf{x}^* = [i_k^*]$ é o estado (corrente) de referência.

A fim de determinar os ganhos da matriz \mathbf{K} e o ganho integral k_I indicados na Figura 4, utilizou-se o algoritmo LQR (do inglês, *Linear Quadratic Regulator*) (Bemporad et al., 2002), que apresenta características favoráveis em relação à margem de estabilidade e permite obter respostas com menor esforço de controle. O projeto com LQR depende da escolha das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} . Essa escolha é feita de forma heurística, atribuindo diferentes pesos aos estados desejados, até alcançar uma boa resposta dinâmica (Dupont et al., 2011).

2.2 Controle da tensão no barramento CC

Ainda considerando o MMC como um VSC convencional, para modelar o comportamento dinâmico da tensão CC, deve-se levar em consideração o balanço de potência ativa na capacitância equivalente do barramento. Este é definido como a diferença entre as potências fornecida pelo lado CC e injetada nos terminais CA do conversor, como descrito por (Almeida et al., 2012):

$$V_{cc} \cdot C_{eq} \cdot \frac{d(V_{cc})}{dt} = P_{cc} - p_t(t) \quad (8)$$

onde P_{cc} é a potência fornecida pelo lado CC, $p_t(t)$ é a potência nos terminais CA do conversor e C_{eq} é a capacitância equivalente de todo o barramento CC. Desprezando as perdas no filtro RL, pode-se considerar a potência ativa nos terminais CA igual à da rede, que pode ser escrita como:

$$p_s(t) = p_t(t) = \frac{3}{2} [v_{sd}(t) \cdot i_d(t) + v_{sq}(t) \cdot i_q(t)] \quad (9)$$

Considerando que o PLL sincroniza o eixo d com o fasor espacial das tensões da rede, a tensão v_{sq} é nula para o PLL em regime permanente. Dessa forma, pode-se reescrever (8) como:

$$\frac{C_{eq}}{2} \frac{d(V_{cc}^2)}{dt} = P_{cc} - \frac{3}{2} (v_{sd} \cdot i_d). \quad (10)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (10) e usando o teorema da superposição, obtêm-se a seguinte função de transferência que relaciona o quadrado da tensão com a corrente de eixo direto:

$$\frac{V_{cc}^2(s)}{I_d(s)} = -\frac{3V_{sd0}}{sC_{eq}}. \quad (11)$$

em que V_{sd0} é o valor da tensão de eixo direto em regime permanente, ou o valor de pico das tensões da rede.

A partir de (10), é possível determinar o diagrama de blocos mostrado da Figura 5. O projeto do controlador da tensão CC deve ser feito de maneira que sua constante de tempo seja maior do que a do controle de corrente, a fim de garantir ($i_d = i_d^*$).

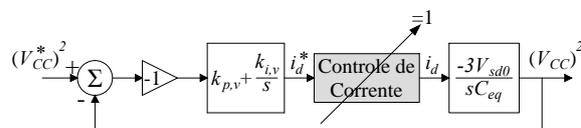


Figura 5: Diagrama de blocos do controle de tensão no barramento CC.

O controlador de tensão escolhido foi um proporcional-integrador (PI), cuja função de transferência é mostrada no diagrama da Figura 5, em que $k_{p,v}$ e $k_{i,v}$ são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

Analisando a função de transferência de malha fechada do diagrama da Figura 5 e comparando com a forma canônica (Ogata, 1996), pode-se determinar os ganhos por:

$$k_{p,v} = \frac{2\xi\omega_n C_{eq}}{3V_{sd0}}, \quad (12)$$

e,

$$k_{i,v} = \frac{\omega_n^2 C_{eq}}{3V_{sd0}} \quad (13)$$

sendo ξ o coeficiente de amortecimento e ω_n a frequência natural amortecida do sistema. Esses parâmetros devem ser escolhidos de forma a filtrar oscilações na tensão e garantir uma resposta rápida frente a variações na tensão do barramento CC (Almeida et al., 2012).

2.3 Supressão das correntes circulantes

Tendo em mente as tensões e correntes representadas no circuito da Figura 1, as correntes circulantes podem ser descritas como uma combinação das correntes nos braços do MMC, como (Antonopoulos et al., 2009):

$$i_{cir,j} = \frac{i_{sup,j} + i_{inf,j}}{2}. \quad (14)$$

Ainda em relação ao circuito da Figura 1, pode-se escrever a seguinte equação dinâmica:

$$\left(\frac{V_{CC}}{2}\right) - \left(\frac{v_{sup,j}^{\Sigma} + v_{inf,j}^{\Sigma}}{2}\right) = R_0 i_{cir,j} + L_0 \frac{di_{cir,j}}{dt}. \quad (15)$$

A análise de (15) mostra que as correntes circulantes podem ser controladas pelas “tensões de des-balço” (do inglês, *imbalance branch voltages*), que são definidas como:

$$v_{im,j} = R_0 i_{cir,j} + L_0 \frac{di_{cir,j}}{dt}. \quad (16)$$

Combinando (15) e (16), as tensões de referência dos braços superior e inferior são dadas, respectivamente, por:

$$v_{sup,j}^* = \frac{V_{CC}}{2} - m_j^* - v_{im,j}^*, \quad (17)$$

$$v_{inf,j}^* = \frac{V_{CC}}{2} + m_j^* - v_{im,j}^*. \quad (18)$$

que é o mesmo somatório mostrado na Figura 3, para formação dos sinais de referência do bloco PWM.

As correntes circulantes dadas por (14) possuem uma componente contínua, responsável pela transferência de potência do lado CC para o lado CA, e uma componente com o dobro da frequência fundamental. Li et al. (2013) propõem uma estratégia de supressão das correntes circulantes utilizando controladores ressonantes, em que é possível minimizar todos os harmônicos de ordem par. Como a componente com o dobro da frequência fundamental ($2\omega_0$) é predominante, apenas ela é minimizada nos conversores em questão.

Neste artigo são feitas duas modificações em relação à estratégia proposta por (Li et al., 2013). Um filtro passa-baixas (FPB) é usado, a fim de eliminar a componente CC de $i_{cir,j}$, para que o controlador processe apenas o segundo harmônico. A outra modificação é o tipo do controlador. Neste artigo optou-se por utilizar um controlador proporcional-ressonante modificado, descrito por:

$$PR_m(s) = k_{p,r} + \frac{k_{r,r} \cdot \omega_b \cdot s}{s^2 + \omega_b \cdot s + \omega_c^2} \quad (19)$$

em que $k_{p,r}$ e $k_{r,r}$ são os ganhos das parcelas proporcional e ressonante, respectivamente, ω_b e ω_c são a banda de passagem e a frequência central da parcela ressonante, que nesse caso é $\omega_c = 2\omega_0$.

Em relação ao controlador ressonante puro, usado em (Li et al., 2013), esse controlador apresenta como vantagem a possibilidade de aumentar a banda de passagem, tornando-o mais robusto frente a variações na frequência da rede. O diagrama de blocos da estratégia utilizada é mostrado na Figura 6.

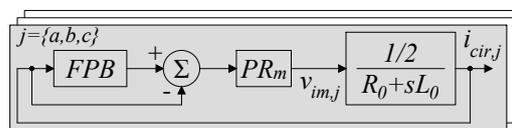


Figura 6: Diagrama de blocos da estratégia de supressão das correntes circulantes com controlador PR.

Para realizar o controle das correntes trifásicas no sistema de coordenadas dq, utilizou-se o controle por realimentação de estados, com os controladores projetados pelo método LQR. Já o controle da tensão no barramento CC, utilizou um controlador PI. Para supressão das correntes circulantes do MMC foi utilizado um controlador PR modificado. Portanto, resta verificar o funcionamento do sistema de controle desenvolvido, como será visto a seguir.

3 Resultados de Simulação

Para demonstrar o desempenho dinâmico e em regime permanente dos controladores apresentados, o sistema de transmissão HVDC mostrado na Figura 2 foi simulado no programa PSIM. Os valores dos principais parâmetros utilizados na simulação são listados na Tabela 1, bem como os ganhos projetados dos controladores das correntes trifásicas, tensão CC e correntes circulantes.

Tabela 1: Parâmetros do sistema simulado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal do sistema	P_s	5 MVA
Tensão nominal das redes CA	V_s	13,8 kV
Frequência nominal das redes CA	f_0	60 Hz
Tensão nominal do barramento CC	V_{CC}	30 kV
Número de submódulos por braço	N	10
Frequência de comutação	f_s	2400 Hz
Capacitância equivalente	C_{eq}	1800 μ F
Indutância/Resistência dos braços	L_0/R_0	10 mH/0,01 Ω
Indutância/Resistência de saída	L_s/R_s	10 mH/0,5 Ω
Indutância/Resistência da linha CC	L_{lt}/R_{lt}	24,5 mH/1,0 Ω
Matriz de ganhos LQR	\mathbf{K}	[14] V/A
Ganho integral LQR	k_I	-7×10^3 V/A
Coefficiente de amortecimento	ξ	0,7
Frequência natural amortecida	ω_n	$2\pi 15$ rad/s
Ganho proporcional PI	$k_{p,v}$	$7,03 \times 10^{-6}$ A/V
Ganho integral PI	$k_{i,v}$	$4,73 \times 10^{-4}$ A/V
Ganho proporcional PR	$k_{p,r}$	1 V/A
Ganho ressonante PR	$k_{r,r}$	20 V/A
Frequência central PR	ω_c	$2\pi 120$ rad/s
Largura de banda PR	ω_b	$2\pi 60$ rad/s

Para o cálculo dos ganhos do controlador de corrente, pela técnica LQR, foram usadas as seguintes matrizes:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 5 \times 10^7 \end{bmatrix}, \mathbf{R} = [1], \quad (20)$$

onde foi atribuído maior peso para a variável de estado ε , a qual representa o erro de corrente.

Nas Figuras 7 (a) e (b) são mostradas as potências ativa e reativa injetadas nas redes CA pelos MMC 1 e 2, respectivamente, referenciadas como na Figura 2. Os capacitores são previamente carregados com a tensão nominal. Até o instante $t = 0,05$ s nenhum controle é ativado, ao passo que os conversores sintetizam corrente nula. Este procedimento foi adotado para garantir que os circuitos de sincronismo dos conversores atinjam o regime permanente. Em $t = 0,05$ s o controlador da tensão CC é habilitado no MMC 2. A partir deste instante o MMC 1 está pronto para operar, transferindo potência entre os conversores. Contudo, antes do MMC 1 iniciar a transferência de potência, o controle das correntes circulantes é habilitado em $t = 0,10$ s, de modo a garantir a operação correta do sistema.

Em $t = 0,15$ s a referência de potência ativa no MMC 1 é variada em degrau de 0 para -4 MW. O sinal negativo indica que a potência está sendo drenada da rede CA. Quando ocorre essa mudança, apenas as correntes de eixo direto são alteradas, como é possível observar nas Figuras 7 (c) e (d). No MMC 2 a dinâmica da corrente i_{d2} é mais lenta, devido à influência da malha externa do controle de tensão. Em $t = 0,2$ s, as potências reativas de referência dos MMC 1 e 2 são variadas em degrau de 0 para $+0,5$ Mvar e de 0 para $-0,5$ Mvar, respectivamente. Nesse caso, apenas as correntes do eixo em quadratura sofrem alteração, como pode-se observar nas Figuras 7 (c) e (d). Além disso a dinâmica do controle de tensão não influencia as correntes i_{q1} e i_{q2} , como previsto na modelagem. Nas Figuras 7 (c) e (d) é possível observar o rastreamento das correntes dq de referência, o que comprova a eficácia do controle.

Nas Figuras 7 (e) e (f) são mostradas as correntes nos braços da fase a dos conversores 1 e 2, respectivamente. A minimização do segundo harmônico das correntes nos braços pode ser observada pelos espectros de frequências, que são mostrados nas Figuras 7 (g) e (h). Isso mostra a eficácia da estratégia de supressão das correntes circulantes. Nas Figuras 7 (g) e (h) são mostradas as tensões nos capacitores equivalentes de cada braço da fase a dos conversores 1 e 2, respectivamente. Estas apresentam oscilação mais acentuada quando inicia-se a transferência de potência, porém o valor médio permanece o mesmo quando o regime permanente é alcançado.

Nas Figuras 7 (i) e (j) são mostradas as formas de onda das tensões e correntes terminais da fase a dos MMC 1 e 2, respectivamente. Por uma questão de visualização, as formas de onda das correntes foram divididas por 20. O conversor simulado possui dez SM por braço e a modulação foi escolhida para sintetizar tensões com $N + 1$ níveis, nesse caso onze. Isso faz com que a forma de onda da tensão terminal seja bem

próxima de uma senoidal, sendo quase imperceptível a mudança de níveis. Por fim, nas Figuras 7 (k) e (l) são mostradas as formas de onda da corrente na linha CC e da tensão CC nos terminais do MMC 2, respectivamente. São mostradas as tensões medida e filtrada, sendo que a última é enviada para o controle de tensão. Pode-se observar que com o início da transferência de potência, a oscilação na tensão CC se torna mais acentuada, porém com mantendo o valor médio, o que mostra a eficácia do controle de tensão.

4 Conclusões

Este artigo teve como principal proposta analisar o funcionamento de um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores multiníveis modulares em conexão back-to-back. No sistema estudado, o fluxo de potência ativa foi estabelecido como unidirecional, porém o MMC em conexão BTB permite o fluxo bidirecional, tanto de potência ativa como de reativa. O controle do fluxo de potência ativa foi feito pelo MMC 1, enquanto o MMC 2 foi o responsável por controlar a tensão na linha CC.

Foram discutidas possíveis estratégias de controle para os dois conversores que compõem o sistema, assim como a modelagem desses conversores. Foram propostos três sistemas de controle. Primeiro o controle das correntes trifásicas, que foi realizado no sistema de coordenadas dq e utilizou controle por realimentação de estados, com controladores projetados pela técnica LQR. Segundo o controle da tensão no barramento CC, que foi feito a partir da modelagem do balanço de potência nos terminais CC e utilizou controlador PI. Por último o controle das correntes circulantes, que teve como objetivo minimizar a componente harmônica com o dobro da frequência fundamental presente nas correntes dos braços do MMC. Nesta última estratégia, utilizou-se um controlador PR modificado, que permite alterar a banda de passagem, além de um filtro passa-baixas para impedir que a componente CC dessa correntes fosse processada pelo controlador.

O objeto de estudo desse artigo foi um sistema de transmissão HVDC, porém os MMC em conexão BTB podem ser aplicados à outros tipos de sistemas, como na conexão de uma fazenda eólica *offshore* com o SEP ou também como interface entre microrredes e o SEP. Contudo, a utilização do MMC se justifica apenas para aplicações de média e alta potência, o que pode ser vantajoso em vários sistemas principalmente com relação à diminuição de perdas no sistema.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à UFJF, CAPES, CNPQ e FAPEMIG pelas bolsas e pelo suporte para este trabalho.

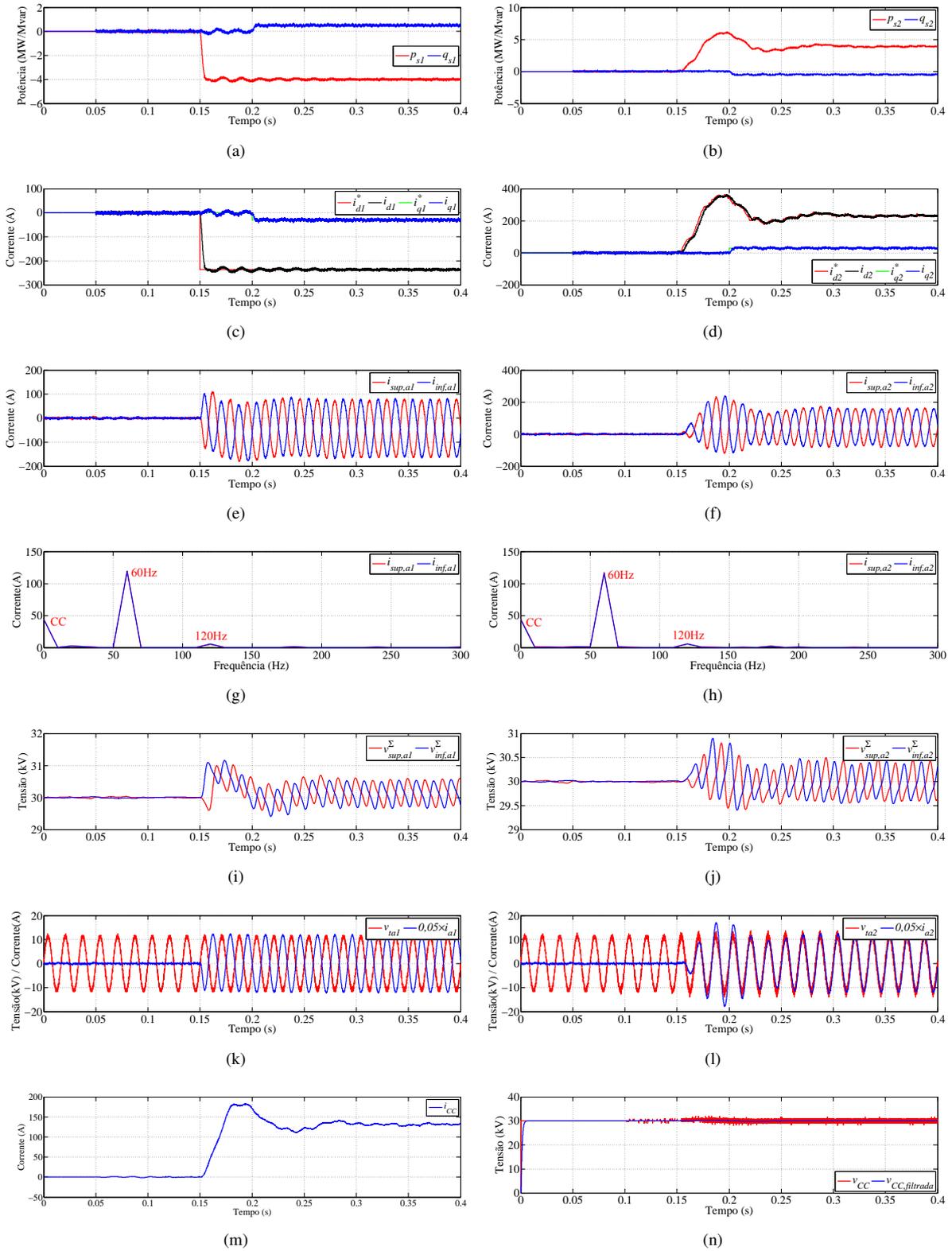


Figura 7: Resultados do lado retificador (a,c,e,g,i), do lado inversor (b,d,f,h,j) e do barramento CC (k,l), respectivamente: (a,b) potências ativa e reativa injetadas na rede, (c,d) correntes de eixo direto e em quadratura, (e,f) correntes nos braços superiores e inferiores dos conversores, (g,h) espectros de frequências das correntes nos braços, (i,j) tensões nas capacitâncias equivalentes dos braços superiores e inferiores dos conversores, (k,l) tensões e correntes terminais da fase a dos conversores e (m,n) corrente na linha CC e tensão medida nos terminais CC do inversor.

Referências

Almeida, P. M. d., Barbosa, P. G., Ferreira, A. A. and Braga, H. A. C. (2012). Projeto dos con-

troladores de um conversor vsc usado para conectar um sistema de geração fotovoltaico à rede

- elétrica, *Congresso Brasileiro de Automática*, SBA, Campina Grande.
- Antonopoulos, A., Angquist, L. and Nee, H.-P. (2009). On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter, *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, IEEE, pp. 1–10.
- Bemporad, A., Morari, M., Dua, V. and Pistikopoulos, E. N. (2002). The explicit linear quadratic regulator for constrained systems, *Automatica* **38**(1): 3–20.
- Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Bialasiewicz, J. T., Galván, E., PortilloGuisado, R. C., Prats, M. M., León, J. I. and Moreno-Alfonso, N. (2006). Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey, *IEEE Transactions on industrial electronics* **53**(4): 1002–1016.
- Chuco, B. and Watanabe, E. (2011). Back-to-back hvdc based on modular multilevel converter, *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, IEEE, pp. 970–976.
- de Almeida, P. M., Duarte, J. L., Ribeiro, P. F. and Barbosa, P. G. (2014). Repetitive controller for improving grid-connected photovoltaic systems, *IET Power Electronics* **7**(6): 1466–1474.
- Debnath, S., Qin, J., Bahrani, B., Saeedifard, M. and Barbosa, P. (2015). Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review, *IEEE transactions on power electronics* **30**(1): 37–53.
- Dupont, F. H., Montagner, V. F., Pinheiro, J. R., Pinheiro, H., Oliveira, S. V. G. and Peres, A. (2011). Comparison of digital lqr techniques for dc-dc boost converters with large load range, *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, IEEE, pp. 925–928.
- Flourentzou, N., Agelidis, V. G. and Demetriades, G. D. (2009). Vsc-based hvdc power transmission systems: An overview, *IEEE Transactions on power electronics* **24**(3): 592–602.
- Gnanarathna, U., Chaudhary, S. K., Gole, A. and Teodorescu, R. (2010). Modular multi-level converter based hvdc system for grid connection of offshore wind power plant.
- 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, IEEE, pp. 6–pp.
- Li, Z., Wang, P., Chu, Z., Zhu, H., Luo, Y. and Li, Y. (2013). An inner current suppressing method for modular multilevel converters, *IEEE Transactions on Power Electronics* **28**(11): 4873–4879.
- Ogata, K. (1996). *Modern control engineering*, Prentice-Hall.
- Rodriguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A. V., Liserre, M. and Blaabjerg, F. (2006). New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions, *Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, South Korea, pp. 1–7.
- Saeedifard, M. and Iravani, R. (2010). Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system, *IEEE Transactions on power delivery* **25**(4): 2903–2912.
- Sharifabadi, K., Harnefors, L., Nee, H.-P., Norrga, S. and Teodorescu, R. (2016). *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*, John Wiley & Sons.
- Wang, F., Duarte, J. L. and Hendrix, M. A. (2011). Grid-interfacing converter systems with enhanced voltage quality for microgrid application-concept and implementation, *IEEE Transactions on power electronics* **26**(12): 3501–3513.
- Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P. C., Kouro, S. and Narimani, M. (2015). High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies, *Proceedings of the IEEE* **103**(5): 740–788.
- Yazdani, A. and Iravani, R. (2010). *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*, John Wiley & Sons.