

Modelagem e Controle do Link CC do VSC com Filtro LCL e Amortecimento Ativo Conectado à Rede Elétrica

Paulo Sergio Nascimento Filho, Tarcio André dos Santos Barros,
Marcelo Gradella Villalva e Ernesto Ruppert Filho

LEPO/FEEC/UNICAMP
Campinas – SP, Brasil

paulosnf@gmail.com, tarcioandre@hotmail.com, mvillalva@gmail.com e ruppert@fee.unicamp.br.

Resumo — Neste artigo, é descrita a modelagem matemática do elo CC do VSC conectado à rede elétrica para fins de controle de tensão por meio de potência, em que se considera o efeito da dinâmica do filtro LCL. O pico de ressonância característico do filtro é amortecido por meio de controle de corrente com amortecimento ativo por realimentação das correntes dos capacitores do filtro. O resultado da modelagem é um modelo não linear que, em seguida, é linearizado para obter-se a função de transferência que represente a dinâmica do elo CC de forma precisa para cada ponto de operação do conversor. Resultados de simulação do funcionamento conversor conectado à rede elétrica são apresentados comparando-se a resposta do sistema utilizando o modelo não linear e o modelo linear.

Palavras-chave - LCL; conversor; elo CC; modelagem; controle.

I. INTRODUÇÃO

Um dos elementos fundamentais para a utilização de fontes alternativas de energia como eólica e fotovoltaica em sistemas de energia elétrica é o conversor fonte de tensão (CFT), que é um dos principais elementos utilizados na geração distribuída [1], [2]. Os sistemas de geração distribuída utilizam o CFT conectado à rede elétrica por meio de filtro L devido à sua simplicidade. Entretanto, por ser uma estrutura de 3ª ordem, o filtro LCL, quando projetado para atender as mesmas especificações de corrente máxima e ondulação de corrente que o filtro L, possibilita maior atenuação das correntes harmônicas de chaveamento e dimensões reduzidas comparadas às dimensões de um filtro L. No entanto, o filtro LCL apresenta um pico de ressonância, deixando o sistema pouco amortecido. Estes problemas pode ser resolvido através da inserção de resistores em série com os capacitores do filtro LCL diminuindo a eficiência do conversor, ou através de técnicas de controle de corrente com amortecimento ativo, [3], [4], [5], [6]

O controle do inversor de frequência, conectado à rede elétrica por meio do filtro L ou LCL, é comumente estruturado em duas malhas: uma interna para o controle de corrente injetadas na rede elétrica e uma externa para o controle de tensão do link DC, o qual também gera a referência de corrente para a malha mais interna de controle do inversor. Esta estrutura de controle para o CFT com filtro L está bem consolidada em termos de modelagem e controle para ambas as malhas [1], [7], [8]. Entretanto, até agora, tem-se muita dificuldade de encontrar na literatura técnica, a modelagem precisa, para fins de controle de tensão do elo CC do CFT levando-se em conta a influência da dinâmica do filtro LCL, como é encontrado para o conversor com filtro L. Em

trabalhos como em [9] e [10], a dinâmica do filtro LCL é desprezada para obter um modelo para projeto de controle de tensão do Elo CC. Isto faz com que o sistema não seja bem representado para cada ponto de operação, o que pode conduzir a um desempenho de controle ruim como a instabilidade.

Portanto, neste trabalho, propõe-se a modelagem da dinâmica do link DC para fins de controle de tensão do lado DC do CFT considerando a dinâmica do filtro LCL no lado AC do CFT com amortecimento ativo por realimentação das correntes dos capacitores do filtro. O modelo não linear deduzido é, em seguida, linearizado, obtendo-se um modelo linear, que representa com mais precisão o sistema em cada ponto de operação, para fins de análise de estabilidade e projeto de controladores.

Resultados de simulação do funcionamento do conversor, obtidos com o software Matlab/Simulink utilizando o toolbox Simpowersystems, são apresentados e discutidos. A simulação do sistema foi realizada com base em um CFT trifásico, operando com frequência de PWM de 10 kHz, com potência nominal de 7,5 kVA e conectado na rede elétrica ideal de 60 Hz através de um filtro LCL. Este conversor é alimentado por uma fonte de corrente variável, como mostrado a Fig. 1.

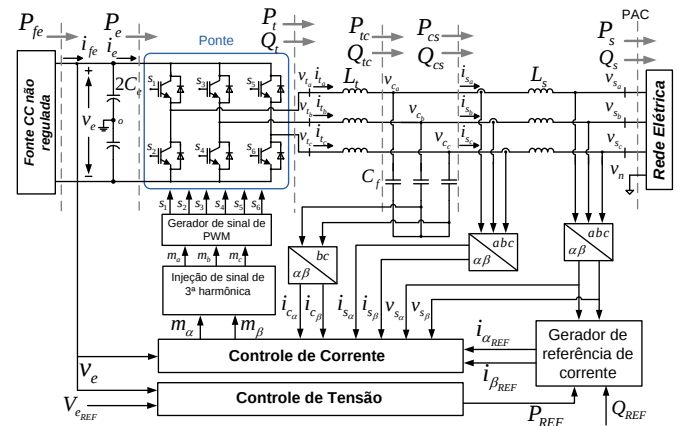


Fig. 1: Diagrama de bloco de conversor trifásico com filtro LCL e seu sistema de controle de corrente e tensão.

II. MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO CONECTADO NA REDE ELÉTRICA

A. Modelagem do lado CA

A dinâmica média do lado CA do CFT com filtro LCL, mostrado na Fig. 1, desprezando as perdas e considerando o

efeito da realimentação das correntes dos capacitores do controle de corrente com amortecimento ativo pode ser representada, respectivamente, em fasores espaciais através de (1) a (3), a seguir, em que os sinais de tensão são medidos em relação ao ponto médio do elo CC [1].

$$L_t \frac{d\vec{i}_t}{dt} = \vec{v}_t' - \vec{v}_c - k(\vec{i}_t - \vec{i}_s) \quad (1)$$

$$C_f \frac{d\vec{v}_c}{dt} = \vec{i}_t - \vec{i} \quad (2)$$

$$L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} = \vec{v}_c - \vec{v}_s \quad (3)$$

Como os fasores espaciais das grandezas trifásicas de (1) a (3) são variáveis complexas, a representação da dinâmica do CFT com filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta$ é obtida desmembrando cada fasor em suas partes real e imaginária. Em seguida, por meio da aplicação da transformada de Laplace, o modelo do CFT trifásico utilizando filtro LCL pode ser descrito em coordenadas $\alpha\beta$ pelo diagrama de blocos apresentado na Fig. 2, [1], [11].

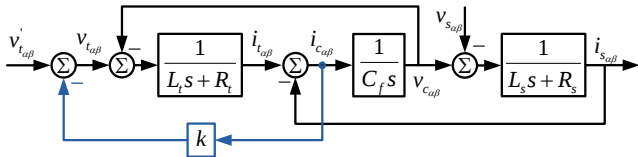


Fig. 2: Diagrama de blocos do modelo matemático dinâmico do conversor CC-CA com filtro LCL.

O diagrama da Fig. 2, através de operações de blocos, pode ser representado com a forma equivalente da Fig. 3, em que $G_p(s)$ e $H_p(s)$ são dados por (4) e (5), respectivamente.

Os valores dos parâmetros do modelo do CFT trifásico com Filtro LCL são apresentados na Tabela I.

TABLE I. Parâmetros do modelo matemático do conversor.

Parâmetro	Valor
L_t	3,0 mH
L_s	100 μ H
C_f	20 μ F

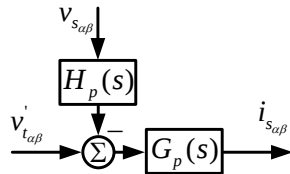


Fig. 3: Diagrama de blocos do conversor CC-CA fonte de tensão trifásico com filtro LCL.

$$G_p(s) = \frac{1}{L_t C_f L_s s^3 + C_f [L_t R_s + L_s (R_t + k)] s^2 + [L_t + L_s + (R_t + k) C_f R_s] s + (R_t + R_s)} \quad (4)$$

$$H_p(s) = L_t C_f s^2 + C_f (R_t + k) s + 1 \quad (5)$$

B. Modelagem da entrada CC

Em termos de variação de energia do capacitor, a dinâmica do elo CC do CFT, desconsiderando-se as perdas, é descrita por

$$\frac{C_e}{2} \frac{dv_e^2}{dt} = P_{fe} - P_e \quad (6)$$

em que $P_{fe} = v_e i_{fe}$ é a potência injetada no elo CC pela fonte externa; $P_e = v_e i_e$ é a potência injetada na entrada CC da ponte inversora, v_e é tensão medida sobre o elo de corrente contínua, i_{fe} é corrente injetada no elo CC pela fonte CC externa e i_e é a corrente média de entrada da ponte inversora.

Como $P_e = P_t$, [1], tem-se que

$$\frac{C_e}{2} \frac{dv_e^2}{dt} = P_{fe} - P_t \quad (7)$$

Em seguida, multiplicando-se (1) e (3), respectivamente, por $(3/2)\vec{i}_t^*$ e $(3/2)\vec{i}_s^*$; o conjugado de (2) por $(3/2)\vec{v}_c$ e representando-se os fasores espaciais em suas formas complexas exponenciais e desmembrando-se as equações resultantes em suas partes reais e imaginárias, em que ω (frequência angular observada no PAC) é a derivada dos ângulos dos fasores, obtêm-se [12]:

Parte Real:

$$\frac{3}{4} L_t \frac{dI_t^2}{dt} = P_t - P_{tc} \quad (8)$$

$$\frac{3}{4} C_f \frac{dV_c^2}{dt} = P_{tc} - P_{cs} \quad (9)$$

$$\frac{3}{4} L_s \frac{dI_s^2}{dt} = -\frac{3}{2} R_s I_s^2 + P_{cs} - P_s \quad (10)$$

Parte Imaginária:

$$\frac{3}{2} \omega L_t I_t^2 = Q_t - Q_{tc} \quad (11)$$

$$-\frac{3}{2} \omega C_f V_c^2 = Q_{tc} - Q_{cs} \quad (12)$$

$$\frac{3}{2} \omega L_s I_s^2 = Q_{cs} - Q_s \quad (13)$$

Então, multiplicando-se as potências complexas pelos seus respectivos conjugados complexos, têm-se

$$P_{tc}^2 + Q_{tc}^2 = \frac{9}{4} V_c^2 I_t^2 \quad (14)$$

$$P_{cs}^2 + Q_{cs}^2 = \frac{9}{4} V_c^2 I_s^2 \quad (15)$$

$$P_s^2 + Q_s^2 = \frac{9}{4} V_s^2 I_s^2 \quad (16)$$

Deve-se ressaltar que a potência ativa injetada no filtro LCL é dado por

$$P_t = \frac{3}{2} \vec{v}_t \vec{i}_t^* = \frac{3}{2} \vec{i}_t^* [\vec{v}_t - k(\vec{i}_t - \vec{i}_s)] \quad (17)$$

Substituindo (12) em (13) e destacando Q_{tc} , obtêm-se

$$Q_{tc} = \frac{3}{2} \omega L_s I_s^2 - \frac{3}{2} \omega C_f V_c^2 + Q_s \quad (18)$$

Substituindo os valores das variáveis P_{tc} , P_{cs} e P_s das equações (14), (15) e (16), respectivamente, nas equações (8), (9) e (10), levando-se em conta as equações (13) e (18), obtêm-se a representação matemática não linear em espaço de estados a seguir:

$$\begin{aligned}
\frac{dI_t^2}{dt} &= \frac{4}{3L_t} P_t - \frac{4}{3L_t} \sqrt{\frac{9}{4} V_c^2 I_t^2 - \left(\frac{3}{2} \omega L_s I_s^2 - \frac{3}{2} \omega C_f V_c^2 + Q_s \right)^2} \\
\frac{dV_c^2}{dt} &= \frac{4}{3C_f} \sqrt{\frac{9}{4} V_c^2 I_t^2 - \left(\frac{3}{2} \omega L_s I_s^2 - \frac{3}{2} \omega C_f V_c^2 + Q_s \right)^2} \\
&\quad - \frac{4}{3C_f} \sqrt{\frac{9}{4} V_s^2 I_s^2 - \left(\frac{3}{2} \omega L_s I_s^2 + Q_s \right)^2} \\
\frac{dI_s^2}{dt} &= \frac{4}{3L_s} \sqrt{\frac{9}{4} V_c^2 I_s^2 - \left(\frac{3}{2} \omega L_s I_s^2 + Q_s \right)^2} - \frac{4}{3L_s} \sqrt{\frac{9}{4} V_s^2 I_s^2 - Q_s^2}
\end{aligned} \quad (19)$$

em que o vetor de estados é dado por $\mathbf{x} = [I_t^2 \ V_c^2 \ I_s^2]^T$; o vetor de sinais de entrada por $\mathbf{u} = [P_t \ Q_s]^T$ e o sinal de saída é definido a partir da equação (16) como $y = \sqrt{\frac{9}{4} V_s^2 I_s^2 - Q_s^2}$.

Por meio da técnica de linearização de Taylor [13], lineariza-se o sistema em (19) para o ponto de operação $(\mathbf{X}_o, \mathbf{U}_o)$, em que $\mathbf{X}_o = (I_{t_o}^2, V_{c_o}^2, I_{s_o}^2)$ e $\mathbf{U}_o = (P_{t_o}, Q_{t_o})$, de forma que $\mathbf{x} = \mathbf{X}_o + \tilde{\mathbf{x}}$ e $\mathbf{u} = \mathbf{U}_o + \tilde{\mathbf{u}}$, em que $\tilde{\mathbf{x}}$ e $\tilde{\mathbf{u}}$ são pequenos desvios em torno de $\mathbf{X}_o$ e $\mathbf{U}_o$. O resultado da linearização é apresentado em (20),

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} \\
\tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\tilde{\mathbf{u}}
\end{aligned} \quad (20)$$

Cujos parâmetros matriciais são dados por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \text{ em que} \\
a_{11} &= \frac{-3V_{c_o}^2}{2L_t P_{s_o}}; \\
a_{12} &= \frac{-(3I_{t_o}^2 + 4\omega C_f Q_{t_o})}{2L_t P_{t_o}}; \\
a_{13} &= \frac{2\omega L_s Q_{t_o}}{L_t P_{t_o}}; \\
a_{21} &= \frac{3V_{c_o}^2}{2C_f P_{t_o}}; \quad a_{22} = \frac{3}{2C_f} \left(\frac{I_{t_o}^2}{P_{t_o}} - \frac{I_{s_o}^2}{P_{c_s_o}} \right) + \frac{2\omega Q_{t_o}}{P_{t_o}}; \\
a_{23} &= \frac{2\omega L_s}{C_f} \left(\frac{Q_{c_s_o}}{P_{c_s_o}} - \frac{Q_{t_o}}{P_{t_o}} \right) - \frac{3V_{c_o}^2}{2C_f P_{c_s_o}}; \quad a_{32} = \frac{3I_{s_o}^2}{2L_s P_{c_s_o}} \text{ e} \\
a_{33} &= \frac{3}{2L_s} \left(\frac{V_{c_o}^2}{P_{c_s_o}} - \frac{V_{s_o}^2}{P_{s_o}} \right) - \frac{2\omega Q_{c_s_o}}{P_{c_s_o}}; \\
\mathbf{B} = (\mathbf{b}_1 | \mathbf{b}_2) &= \begin{pmatrix} \frac{4}{3L_t} & \frac{4Q_{t_o}}{3L_t P_{t_o}} \\ 0 & \frac{4}{3C_f} \left(\frac{Q_{c_s_o}}{P_{c_s_o}} - \frac{Q_{t_o}}{P_{t_o}} \right) \\ 0 & \frac{4}{3L_s} \left(\frac{Q_{s_o}}{P_{s_o}} - \frac{Q_{c_s_o}}{P_{c_s_o}} \right) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{9V_{s_o}^2}{8P_{s_o}} \end{pmatrix} \text{ e} \\
\mathbf{D} = (d_1 | d_2) &= \begin{pmatrix} 0 & \frac{-Q_{s_o}}{P_{s_o}} \end{pmatrix}.
\end{aligned}$$

A equação (17) é importante na derivação dos parâmetros do modelo linear do elo CC.

Em regime permanente, nas condições normais de operação, tem-se que:

$$P_{t_o} = P_{c_s_o} = P_{s_o} \quad (21)$$

$$I_{s_o}^2 = \frac{4}{9V_{s_o}^2} (P_{s_o}^2 + Q_{s_o}^2) \quad (22)$$

$$V_{c_o}^2 = V_{s_o}^2 + \omega^2 L_s^2 I_{s_o}^2 \quad (23)$$

$$Q_{c_s_o} = Q_{s_o} + \frac{3}{2} \omega L_s I_{s_o}^2 \quad (24)$$

$$Q_{t_o} = Q_{c_s_o} - \frac{3}{2} \omega C_f V_{c_o}^2 \quad (25)$$

$$I_{t_o}^2 = \frac{4}{9V_{c_o}^2} (P_{t_o}^2 + Q_{t_o}^2) \quad (26)$$

Por meio de (21) a (26), calcula-se os parâmetros das matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ para o ponto de operação em que $P_{s_o} = 7,5 \text{ kW}$, $Q_{s_o} = 0 \text{ kVAR}$, $V_{s_o} = 127\sqrt{2} \text{ V}$.

A função de transferência do sistema linearizado realizado pelas matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$, desconsiderando-se as entradas de distúrbio, é dada por

$$H_{pp}(s) = \frac{\mathcal{P}_s(s)}{\mathcal{P}_t(s)} = \mathbf{C}(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_1 + d_1 \quad (27)$$

em que $\mathcal{P}_s(s)$ é a transformada de Laplace de $\tilde{y}$, $\mathcal{P}_t(s)$ é transformada de Laplace de $\tilde{u}_1$ (primeiro elemento do vetor $\tilde{\mathbf{u}}$).

Aplicando a transformada de Laplace em (7) e desconsiderando a entrada de distúrbio P_{fe} , obtém-se

$$\mathcal{V}_e^2(s) = -\frac{2}{C_e s} \mathcal{P}_t(s) \quad (28)$$

Em seguida, substituído (27) em (28), conclui-se que a função de transferência que relaciona a transformada de Laplace do quadrado do sinal de tensão do elo CC com a transformada de Laplace da potência injetada no PAC é descrita por:

$$G_{elo}(s) = \frac{\mathcal{V}_e^2(s)}{\mathcal{P}_s(s)} = -\frac{2}{C_e} \frac{H_{pp}^{-1}(s)}{s} \quad (29)$$

III. GERADOR DE REFERÊNCIAS DE CORRENTE

O gerador de referência de corrente em função das referências de potência ativa e reativa é dado a seguir, [1].

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_{REF}} \\ I_{\beta_{REF}} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{REF} \\ Q_{REF} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Observa-se em (30) que os sinais de referência de corrente também são funções das tensões da rede elétrica em coordenadas $\alpha\beta$. Isto torna possível o sincronismo do sistema com a rede elétrica conforme é ilustrado na Fig. 1.

IV. CONTROLE DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA

O sistema de controle de corrente com amortecimento ativo utilizado no CFT com filtro LCL é apresentado na Fig. 4. Este sistema é formado por três partes fundamentais: controlador P-ressonante $PR(s)$, entrada da realimentação de corrente dos capacitores para o amortecimento ativo do pico de ressonância do filtro LCL e uma estratégia de realização parcial da técnica de *feedforward* por meio do filtro $F_{ff}(s)$, que possibilita configurar condições iniciais mais adequadas para sincronizar e conectar o conversor à rede elétrica e ajuda a atenuar distúrbios da tensão da rede, [14] e [6]. Os parâmetros do controlador de corrente são apresentados no Apêndice.

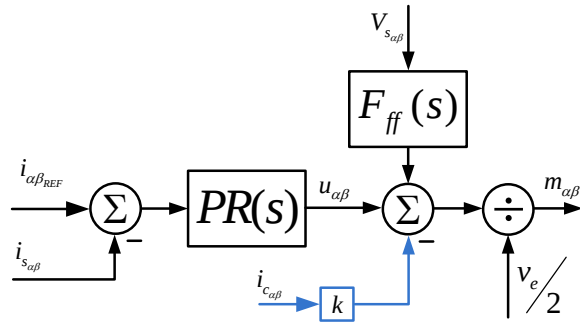


Fig. 4: Controlador de corrente com amortecimento ativo por realimentação de corrente dos capacitores.

A. Feedforward

A técnica de *feedforward* seria realizada completamente por meio da função de transferência em (5), porém esta função não apresenta polos, somente zeros, sendo imprópria para a implementação no sistema de controle da forma como ele se apresenta. No entanto, $F_{ff}(s)$ pode ser aproximada por uma ganho unitário até determinada frequência como mostra a Fig. 5, que nesta aplicação é em torno de 1000 rad/s. Desta forma, realiza-se o *feedforward* como no caso do controle do CFT com filtro L, isto é, faz-se $F_{ff}(s) = 1$.

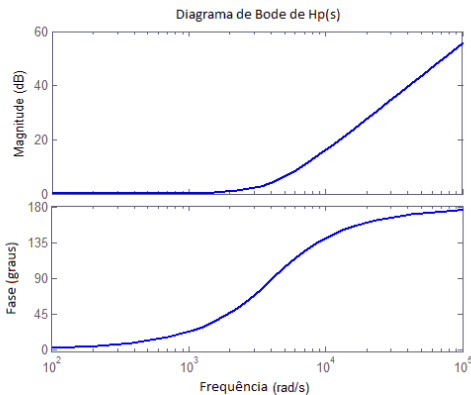


Figura 5: Diagrama de bode $H_p(s)$.

B. Função de transferência que relaciona potência ativa de referência e potência injetada no PAC.

A representação em espaço de estados do sistema de controle de corrente em malha fechada, nos eixos α e β , pode ser representado, respectivamente, pelos sistemas a seguir.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{i_\alpha} &= \mathbf{A}_i \mathbf{x}_{i_\alpha} + \mathbf{B}_i I_{\alpha_{REF}} & \dot{\mathbf{x}}_{i_\beta} &= \mathbf{A}_i \mathbf{x}_{i_\beta} + \mathbf{B}_i I_{\beta_{REF}} \\ i_{s_\alpha} &= \mathbf{C}_i \mathbf{x}_{i_\alpha} & i_{s_\beta} &= \mathbf{C}_i \mathbf{x}_{i_\beta} \end{aligned} \quad (31)$$

A função de transferência do sistema de controle de corrente, em malha fechada, tanto para o eixo α como para o β , em função dos sistemas em (31), é dada por

$$G_i(s) = \frac{I_{s_\alpha}(s)}{I_{\alpha_{REF}}(s)} = \frac{I_{s_\beta}(s)}{I_{\beta_{REF}}(s)} = \mathbf{C}_i (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i)^{-1} \mathbf{B}_i \quad (32)$$

Os sistemas em (31) podem ser agrupados da seguinte forma

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i_\alpha} \\ \mathbf{x}_{i_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i_\alpha} \\ \mathbf{x}_{i_\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha_{REF}} \\ I_{\beta_{REF}} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i_\alpha} \\ \mathbf{x}_{i_\beta} \end{bmatrix} \quad (34)$$

As potências ativa e reativa injetadas no PAC são dadas por [1]

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{s_\alpha} & v_{s_\beta} \\ v_{s_\beta} & -v_{s_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} \end{bmatrix} \quad (35)$$

Desta forma, substituindo (30) em (33) e (34) em (35), obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_i &= \mathbf{A}_{mf} \mathbf{x}_i + \mathbf{B}_{mf} u_{PQ} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_{mf} \mathbf{x}_i \end{aligned} \quad (36)$$

em que

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{mf} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_i \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{mf} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3V_s^2} v_{s_\alpha} \mathbf{B}_i & \frac{2}{3V_s^2} v_{s_\beta} \mathbf{B}_i \\ \frac{2}{3V_s^2} v_{s_\beta} \mathbf{B}_i & \frac{-2}{3V_s^2} v_{s_\alpha} \mathbf{B}_i \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C}_{mf} &= \begin{bmatrix} \frac{3}{2} v_{s_\alpha} \mathbf{C}_i & \frac{3}{2} v_{s_\beta} \mathbf{C}_i \\ \frac{3}{2} v_{s_\beta} \mathbf{C}_i & -\frac{3}{2} v_{s_\alpha} \mathbf{C}_i \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{x}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i_\alpha} \\ \mathbf{x}_{i_\beta} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

A função de transferência que relaciona a potência ativa injetada no PAC é definida, em função dos parâmetros do sistema em (36), como

$$\mathbf{Y}(s) = \left[\mathbf{C}_{mf} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf})^{-1} \mathbf{B}_{mf} \right] U_{PQ}(s) \quad (37)$$

Em seguida, substituindo-se os valores dos parâmetros de (36) em (37) obtém-se

$$\begin{bmatrix} \mathcal{P}_s(s) \\ \mathcal{Q}_s(s) \end{bmatrix} = G_i(s) \begin{bmatrix} \frac{v_{s_\alpha}^2 + v_{s_\beta}^2}{V_s^2} & \frac{v_{s_\alpha} v_{s_\beta} - v_{s_\beta} v_{s_\alpha}}{V_s^2} \\ \frac{v_{s_\alpha} v_{s_\beta} - v_{s_\beta} v_{s_\alpha}}{V_s^2} & \frac{v_{s_\alpha}^2 + v_{s_\beta}^2}{V_s^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{P}_{REF}(s) \\ \mathcal{Q}_{REF}(s) \end{bmatrix},$$

que resulta em

$$\begin{bmatrix} \mathcal{P}_s(s) \\ \mathcal{Q}_s(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_i(s) & 0 \\ 0 & G_i(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{P}_{REF}(s) \\ \mathcal{Q}_{REF}(s) \end{bmatrix} \quad (38)$$

Portanto

$$G_i(s) = \frac{\mathcal{P}_s(s)}{\mathcal{P}_{REF}(s)} = \frac{\mathcal{Q}_s(s)}{\mathcal{Q}_{REF}(s)} \quad (39)$$

A análise mostra que, assim como os sistemas de controle de corrente nos eixos α e β são desacoplados um do outro, os sistemas de controle de potência ativa e de potência reativa resultantes são também desacoplados um do outro além de possuírem a mesma dinâmica do controle de corrente.

V. CONTROLE DE TENSÃO DO ELO DE CORRENTE CONTÍNUA

O bloco “Controlador de Tensão” da Fig. 1 é dado pelo diagrama de blocos da Fig. 6, na qual, apresenta-se em mais detalhes o sistema de controle de tensão do elo CC [1].

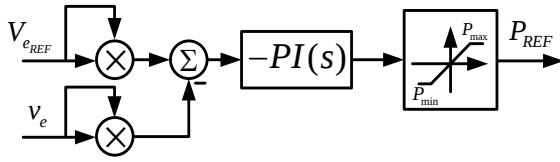


Figura 6: Diagrama de blocos do controlador de tensão do Elo CC.

O sistema de controle do elo de corrente contínua, em malha fechada, é representado pelo diagrama de blocos mostrado na Fig. 7, em que $G_i(s)$ é a função de transferência do sistema de controle de corrente em malha fechada e $PI(s)$ é a função de transferência do controlador PI, o qual é multiplicado por -1 para compensar o sinal negativo da função de transferência do elo CC.

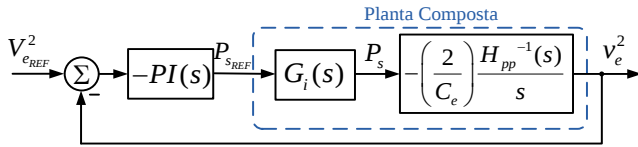


Figura 7: Representação em diagrama de blocos da malha de controle de tensão do Elo CC.

Desta forma, a planta utilizada para o projeto do controlador PI é composta pela função de transferência do sistema de controle de corrente em malha fechada em cascata com a função de transferência do elo CC, a qual é chamada planta composta e é dada por

$$G_{comp}(s) = G_i(s)G_{elo}(s) \quad (40)$$

Os parâmetros do controlador PI utilizado no controle de tensão do elo CC são apresentados no Apêndice.

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

São mostradas nas Figuras 8, 9 e 10 as formas de onda de tensão e potência obtidas nas simulações do CFT conectado a rede elétrica por meio do filtro LCL cujos controladores de corrente e tensão (mostrados no Apêndice) foram projetados em função dos modelos deduzidos neste trabalho, Figuras 3 e 7. As simulações foram realizadas no Matlab, em que se

utilizou as funções de diagramas de blocos do Simulink para simular os modelo linear do elo CC considerando a dinâmica de potência do filtro LCL enquanto que, para o modelo não linear, utilizou-se as funções e ferramentas do toolbox simpowersystems do simulink.

Na Fig. 8, mostra-se a simulação de um degrau negativo de 2kW injetado no elo CC do CFT estando o conversor injetando na rede elétrica a potência entregue pela fonte externa ao conversor pelo elo CC.

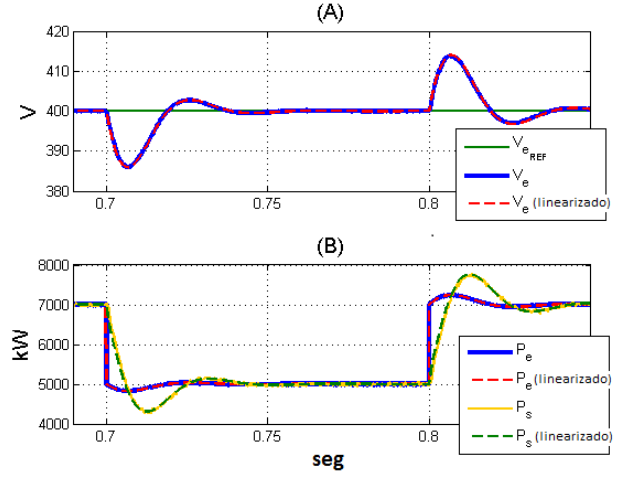


Figura 8: Degrá de potência em -2kW com o conversor funcionando como inversor de frequência.

Na Fig. 9, mostra-se um teste de simulação semelhante ao anterior porém o conversor está drenado potência da rede quando é aplicado um degrá de potência é positivo de 2kW.

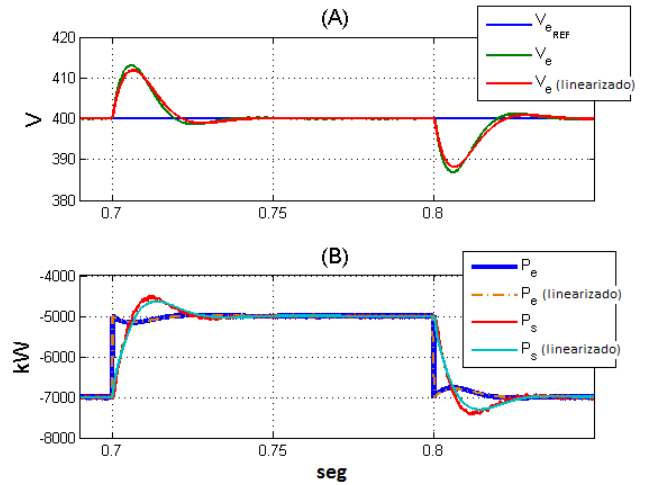


Figura 9: Degrá de potência de 2,0kW com o conversor funcionando como retificador controlado.

Na Fig. 10, mostra-se o resultado de simulação de resposta ao degrá de tensão do elo CC e o distúrbio de potência causado na potência ativa injetada na rede elétrica.

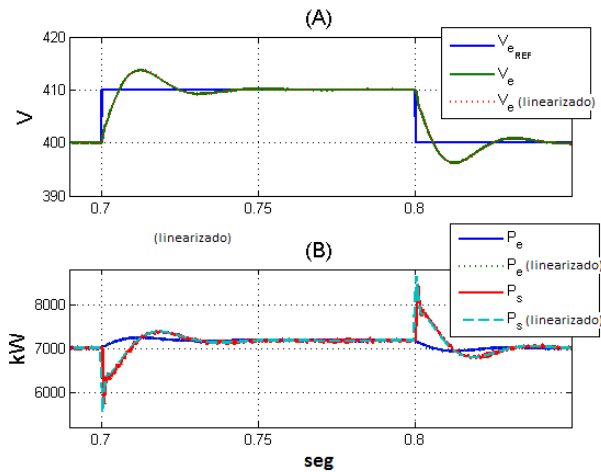


Figura 10: Degrau de tensão de 10V e o efeito de distúrbio causado na potência.

VII. CONCLUSÃO

Para garantir o projeto de controle de forma que o sistema seja estável e com desempenho de controle adequado é necessário que o modelo matemático da planta represente de forma satisfatório o sistema a ser controlado. Desta forma, foi apresentada a modelagem matemática precisa para fins de controle do elo de corrente contínua do CFT levando em conta a dinâmica do filtro LCL. Para o controle de corrente, utilizou-se o controlador P-ressonante com amortecimento ativo realizado por realimentação das correntes dos capacitores. O resultado da modelagem é um modelo não linear que, em seguida, é linearizado resultando numa função de transferência que representa de forma mais precisa o sistema em cada ponto de operação. Resultados de simulação do sistema foram apresentados, comprovando a eficácia do sistema de controle proposto para conversor fonte de tensão trifásico e do modelo matemático deduzido para o CFT.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPQ, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – Brasil e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) pelo apoio e incentivo.

APÊNDICE

Controlador de Corrente:

$$k = 20; PR(s) = 9.46 + 17336 \frac{s}{s^2 + 376.99^2} \text{ e}$$

$$F_{ff}(s) \cong 1.$$

Controlador de Tensão:

$$V_{eREF} = 400V; PI(s) = 0.1028 + \frac{19.2503}{s};$$

$$P_{\max} = 8kW \text{ e } P_{\min} = -8kW$$

REFERÊNCIAS

- [1] A. Yazdani e R. Iravani, Voltage-Sourced Converters in Power Systems: modeling, control, and applications, New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.
- [2] A. Keyhani, M. N. Marwali e M. Dai, Integration of Green and Renewable Energy in Electric Power Systems, Hoboken - New Jersey - USA: John Wiley & Sons, 2010.
- [3] J. Dannehl, F. W. Fuchs e P. B. Thogersen, "PI State Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 25, nº 9, pp. 2320-2330, September 2010.
- [4] Y. Jia, J. Zhao e X. Fu, "Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 29, nº 3, pp. 1532-1541, 2014.
- [5] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen e P. B. Thogersen, "Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Converters of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 46, nº 4, pp. 1509-1517, JULY/AUGUST 2010.
- [6] J. Xu, S. Xie e T. Tang, "Evaluations of current control in weak grid case for grid-connected LCL-filtered inverter," *IET Power Electronics*, vol. 6, nº 2, pp. 227-234, 2013.
- [7] A. Yazdani e R. Iravani, "An Accurate Model for the DC-Side Voltage Control of the Neutral Point Diode Clamped Converter," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, vol. 21, nº 1, pp. 185-193, 2006.
- [8] M. Davari e Y. A.-R. I. Mohamed, "Robust Multi-Objective Control of VSC-Based DC-Voltage Power Port in Hybrid AC/DC Multi-Terminal Micro-Grids," *IEEE TRANSACTIONS ON SMART GRID*, pp. 1597-1611, 2013.
- [9] J. Dannel, C. Wessels e F. W. Fuchs, "Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters," *IEEE TRANSACTION ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56, nº 2, pp. 380-388, 2009.
- [10] "Simplified Feedback Linearization Control of Three-Phase Photovoltaic Inverter With an LCL Filter," *IEEE TRANSACTION ON POWER ELECTRONICS*, vol. 28, nº 6, pp. 2739-2752, JUNE 2013.
- [11] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu e F. Liu, "Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter," *IEEE TRANSACTION ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56, nº 11, pp. 4483-4491, 2009.
- [12] P. S. Nascimento Filho, T. A. dos Santos Barros, M. G. Villalva e E. Ruppert Filho, "Design methodology of P-res controllers with harmonic compensation for three-phase DC-AC grid-tie inverters with LCL output filter," em *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Santander-Spain, 2014.
- [13] D. Xue, Y. Chen e D. P. Atherton, Linear Feedback Control: Analysis and Design with Matlab, Philadelphia: SIAM, 2007, p. 131.
- [14] J. Dannehl, M. Liserre e F. W. Fuchs, "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 58, nº 8, pp. 3623-3633, 2011.