

MODELAGEM PRECISA PARA ANÁLISE E PROJETO DE CONTROLE DO ELO CC DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO COM FILTRO LCL CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Paulo Sergio Nascimento Filho, Tarcio André dos Santos Barros,

Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho

Universidade Estadual de Campinas, Campinas – SP, Brasil

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

Resumo – Este artigo apresenta uma proposta de modelagem matemática da entrada CC do conversor fonte de tensão trifásico (CFT) com filtro LCL, conectado à rede elétrica. Considera-se na modelagem a dinâmica do LCL e do controle de corrente injetada na rede elétrica. Para o controle de corrente, utilizou-se o controlador proporcional ressonante (P-ressonante) com compensação de harmônicas e o amortecimento do LCL é realizado através do filtro *notch*. Com a modelagem proposta, obtém-se um modelo não linear, que é linearizado para obter um modelo que representa com precisão a dinâmica do lado CC do CFT, em torno do ponto de operação em análise, considerando o modo de operação do CFT (retificador ou inversor). Resultados experimentais comparados com os de simulação são apresentados, comprovando a validade do estudo proposto.

Palavras-chave – Conversor Fonte de Tensão Trifásico, Filtro LCL, Modelagem Matemática.

ACCURATE MODELING FOR ANALYSIS AND CONTROL DESIGN OF THE DC-SIDE OF THE GRID-TIE VSC WITH LCL FILTER

Abstract – This paper presents a mathematical modeling of the DC input of the grid-tie three-phase voltage source converter (VSC) with LCL filter. It is considered in modeling the dynamics of LCL filter and the current control injected into the grid. For the converter current control, the resonant proportional controller is used with harmonics compensation and the damping of LCL filter is realized through the notch filter. With the proposed modeling, one obtains a non-linear model which is linearized to obtain a model that represents the dynamics of the DC side of VSC, around the analyzed operating point considering the operation mode of the VSC (rectifier or inverter). Experimental results compared with simulation are presented, proving the validity of the proposed study.

Keywords – LCL filter, Mathematical Modeling, Voltage Source Converter.

Manuscript received 02/04/2016; first revision 23/05/2016; accepted for publication 10/08/2016, by recommendation of Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

I. INTRODUÇÃO

O conversor fonte de tensão trifásico (CFT) ou, em inglês, *voltage sourced converter (VSC)*, Figura 1, é um dos elementos fundamentais em sistemas de geração distribuída [1], [2]. O CFT pode ser conectado à rede elétrica por meio de filtros L ou LCL. O uso do LCL é mais vantajoso do que o uso do filtro L por ter melhor atenuação sobre as harmônicas de chaveamento e menores dimensões, quando ambos são projetados para atender as mesmas especificações.

O LCL apresenta um elevado pico de ressonância que deixa o sistema pouco amortecido podendo causar instabilidade. Este problema pode ser resolvido através de amortecimento passivo, que diminui a eficiência do conversor, [3], [4], ou através de técnicas de controle de corrente com amortecimento ativo [5]-[8].

O controle do CFT com LCL é estruturado em duas malhas: uma interna para controlar corrente ou potência injetadas na rede elétrica e uma externa para controlar a tensão do elo de corrente contínua (elo CC). A malha de externa gera a referência de corrente ou de potência para a malha interna de controle do CFT [9]-[11].

Na modelagem matemática do elo CC para projeto de controle, é comum desprezar a dinâmica de variação de energia do filtro do lado CA do CFT. Entretanto, esta aproximação pode resultar num modelo simplificado que não representa características importantes do CFT, como o comportamento de fase não mínima, quando o mesmo opera como retificador controlado [12]-[17]. Portanto, análises de estabilidade e desempenho de controle, utilizando tais modelos, podem conduzir a resultados que não condizem com a realidade adequadamente [12].

Neste artigo, apresenta-se uma modelagem matemática do elo CC considerando a influência da dinâmica do filtro LCL do lado CA do CFT [9]. O modelo não linear deduzido é linearizado, obtendo-se um modelo, que representa com mais precisão o sistema em torno do ponto de operação em análise do que o modelo simplificado. Desta forma, obtém-se resultados de análises de estabilidade e de desempenho mais consistentes com resultados experimentais.

Do lado CA do CFT, adotou-se um sistema de controle de corrente baseado no controlador proporcional ressonante com compensadores de harmônicos em que o amortecimento ativo é realizado por meio do filtro *notch* [6], [18].

Para mostrar a validade do estudo realizado, experimentos e simulações feitas com o modelo proposto e com o simplificado em diferentes pontos de operação foram realizados e os resultados comparados.

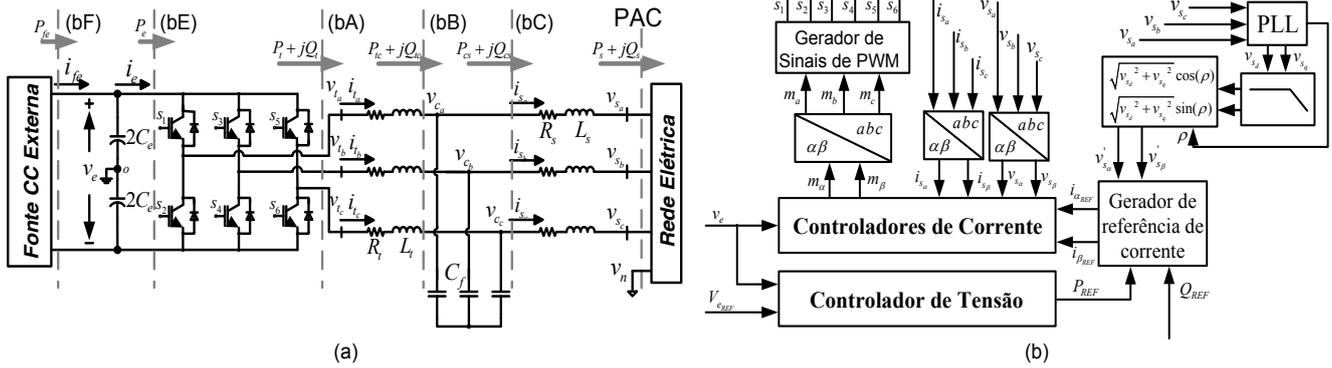


Fig. 1. (a) Esquemático do CFT com filtro LCL; e (b) diagrama de blocos de seu sistema de controle de corrente e tensão.

II. MODELAGEM MATEMÁTICA DO LADO CA DO CFT PARA FINS DE CONTROLE DE CORRENTE

A dinâmica média do lado CA do CFT com filtro LCL (Figura 1) pode ser representada em fasores espaciais através de (1) a (4). Os sinais de tensão são medidos em relação ao ponto médio do elo CC (ponto "o"), \vec{m} é o índice de modulação trifásico e a rede elétrica é considerada ideal [9].

$$L_t \frac{d\vec{i}_t}{dt} = -R_t \vec{i}_t + \vec{v}_t - \vec{v}_c \quad (1)$$

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

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

$$\vec{v}_t = \frac{v_e}{2} \vec{m} \quad (4)$$

Como os fasores espaciais das grandezas trifásicas de (1) a (4) 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 lado CA do CFT trifásico utilizando filtro LCL pode ser descrito em coordenadas $\alpha\beta$ pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 2 [9], [19].

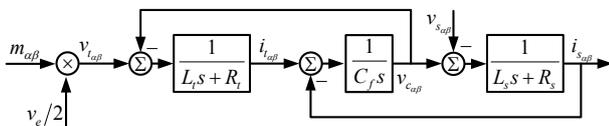
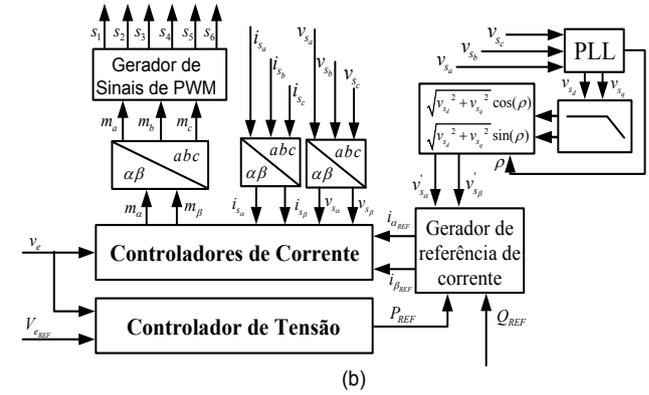


Fig. 2. Diagrama de blocos do modelo matemático dinâmico do conversor CC-CA com filtro LCL.

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

$$G_p(s) = \frac{1}{L_t C_f L_s s^3 + C_f (L_t R_s + L_s R_t) s^2 + (L_t + L_s + R_t C_f R_s) s + (R_t + R_s)} \quad (5)$$

$$H_p(s) = L_t C_f s^2 + C_f R_t s + 1. \quad (6)$$



Os valores dos parâmetros do modelo do conversor fonte de tensão trifásico com filtro LCL são apresentados na Tabela I.

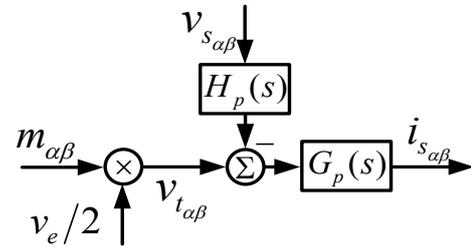


Fig. 3. Diagrama de blocos do conversor CC-CA fonte de tensão trifásico com filtro LCL.

TABELA I

Parâmetros do Modelo Matemático do Conversor

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_t	2,0 mH	Tensão do PAC	180 V
L_s	150 μ H	Tensão do elo CC	400 V
C_f	10 μ F	Potência do CFT	7,5k W
C_e	1020 μ F	f_r (freq. de ressonância)	4,26 kHz
R_t	0,095 Ω	f_{ch} (freq. de comutação)	10 kHz
R_s	0,085 Ω		

III. MODELAGEM DO FILTRO LCL CONSIDERANDO ENTRADA E SAÍDA DE POTÊNCIA

As potências complexas injetadas nos barramentos bA, bB, bC e PAC (ponto de acoplamento comum), conforme mostrado na Figura 1, são dadas respectivamente por [9]:

$$\begin{aligned} P_t + jQ_t &= \frac{3}{2} \vec{v}_t \vec{i}_t^* \\ P_{tc} + jQ_{tc} &= \frac{3}{2} \vec{v}_{tc} \vec{i}_{tc}^* \\ P_{cs} + jQ_{cs} &= \frac{3}{2} \vec{v}_{cs} \vec{i}_{cs}^* \\ P_s + jQ_s &= \frac{3}{2} \vec{v}_s \vec{i}_s^* \end{aligned} \quad (7)$$

em que "*" indica o conjugado da variável complexa.

Desta forma, multiplicando-se (1) e (3), respectivamente, por $3\vec{i}_t/2$ e $3\vec{i}_s/2$ e o conjugado de (2) por $3\vec{v}_c/2$, obtêm-se:

$$\begin{cases} \frac{3}{2}L_t \vec{i}_t^* \frac{d\vec{i}_t}{dt} = -\frac{3}{2}R_t \vec{i}_t^* + \frac{3}{2}\vec{v}_c \vec{i}_t^* - \frac{3}{2}\vec{v}_c \vec{i}_t^* \\ \frac{3}{2}C_f \vec{v}_c \frac{d\vec{v}_c}{dt} = \frac{3}{2}\vec{v}_c \vec{i}_t^* - \frac{3}{2}\vec{v}_c \vec{i}_s^* \\ \frac{3}{2}L_s \vec{i}_s^* \frac{d\vec{i}_s}{dt} = -\frac{3}{2}R_s \vec{i}_s^* + \frac{3}{2}\vec{v}_c \vec{i}_s^* - \frac{3}{2}\vec{v}_c \vec{i}_s^* \end{cases} \quad (8)$$

$$\frac{dI_s^2}{dt} = \pm \frac{4}{3L_s} \sqrt{\frac{9}{4}V_c^2 I_s^2 - \left(\frac{3}{2}\omega L_s I_s^2 + Q_s\right)^2} \mp \frac{4}{3L_s} \sqrt{\frac{9}{4}V_s^2 I_s^2 - Q_s^2} \quad (15)$$

Em seguida, substitui-se (7) em (8) e representa-se os fasores espaciais em suas formas complexas exponenciais: $\vec{i}_t = I_t e^{j\theta_t}$, $\vec{v}_c = V_c e^{j\theta_c}$ e $\vec{i}_s = I_s e^{j\theta_s}$, em que I_t , V_c e I_s são os módulos e θ_t , θ_c e θ_s são os ângulos dos fasores. As derivadas dos ângulos são iguais a frequência angular ω (frequência observada no PAC). Em seguida, desmembra-se as equações resultantes em suas partes reais e imaginárias, obtendo-se respectivamente:

Partes Reais:

$$\begin{cases} \frac{3}{4}L_t \frac{dI_t^2}{dt} = -\frac{3}{2}R_t I_t^2 + P_t - P_{tc} \\ \frac{3}{4}C_f \frac{dV_c^2}{dt} = P_{tc} - P_{cs} \\ \frac{3}{4}L_s \frac{dI_s^2}{dt} = -\frac{3}{2}R_s I_s^2 + P_{cs} - P_s \end{cases} \quad (9)$$

Partes Imaginárias:

$$\begin{cases} 3\omega L_t I_t^2 / 2 = Q_t - Q_{tc} \\ -3\omega C_f V_c^2 / 2 = Q_{tc} - Q_{cs} \\ 3\omega L_s I_s^2 / 2 = Q_{cs} - Q_s \end{cases} \quad (10)$$

Então, multiplicando-se as potências complexas observadas no filtro LCL (Figura 1) em (7) pelos seus respectivos conjugados complexos, obtém-se

$$\begin{cases} P_{tc}^2 + Q_{tc}^2 = 9V_c^2 I_t^2 / 4 \\ P_{cs}^2 + Q_{cs}^2 = 9V_c^2 I_s^2 / 4 \\ P_s^2 + Q_s^2 = 9V_s^2 I_s^2 / 4 \end{cases} \quad (11)$$

Por meio de (10) e (11), deduz-se que

$$\begin{aligned} P_{tc} &= \pm \sqrt{9V_c^2 I_t^2 / 4 - (3\omega L_s I_s^2 / 2 - 3\omega C_f V_c^2 / 2 + Q_s)^2} \\ P_{cs} &= \pm \sqrt{9V_c^2 I_s^2 / 4 - (3\omega L_s I_s^2 / 2 + Q_s)^2} \end{aligned} \quad (12)$$

Então, substituindo os valores de P_{tc} e P_{cs} de (12) no sistema em (9) e desprezando as perdas resistivas, obtém-se a representação matemática não linear em espaço de estados de (13) a (15), em que o vetor de estados do sistema 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 como $\mathbf{y} = P_s = \pm(9V_s^2 I_s^2 / 4 - Q_s^2)^{1/2}$, ou seja, potência ativa injetada no PAC.

$$\frac{dI_t^2}{dt} = \frac{4}{3L_t} P_t \mp \frac{4}{3L_t} \sqrt{\frac{9}{4}V_c^2 I_t^2 - \left(\frac{3}{2}\omega L_s I_s^2 - \frac{3}{2}\omega C_f V_c^2 + Q_s\right)^2} \quad (13)$$

$$\frac{dV_c^2}{dt} = \pm \frac{4}{3C_f} \sqrt{\frac{9}{4}V_c^2 I_t^2 - \left(\frac{3}{2}\omega L_s I_s^2 - \frac{3}{2}\omega C_f V_c^2 + Q_s\right)^2} \mp \frac{4}{3C_f} \sqrt{\frac{9}{4}V_s^2 I_s^2 - Q_s^2} \quad (14)$$

$$\mp \frac{4}{3C_f} \sqrt{\frac{9}{4}V_c^2 I_t^2 - \left(\frac{3}{2}\omega L_s I_s^2 + Q_s\right)^2}$$

Somando (13), (14) e (15), obtém-se (16), que é o balanço de potência entre o PAC e os terminais da ponte inversora (barramento bA da Figura 1) [12].

$$P_t = \frac{dW_f}{dt} + P_s \quad (16)$$

em que W_f é a energia total armazenada no filtro LCL e é dada por

$$W_f = \frac{3}{4}(L_t I_t^2 + C_f V_c^2 + L_s I_s^2). \quad (17)$$

Por meio da técnica de linearização de Taylor [1], lineariza-se o sistema em (15) para o ponto de operação $(\mathbf{X}_0, \mathbf{U}_0, \mathbf{Y}_0)$, em que $\mathbf{X}_0 = (I_{t_0}^2, V_{c_0}^2, I_{s_0}^2)$, $\mathbf{U}_0 = (P_{s_0}, Q_{t_0})$ e $\mathbf{Y}_0 = P_{s_0}$, de forma que $\tilde{\mathbf{x}}$, $\tilde{\mathbf{u}}$ e $\tilde{\mathbf{y}}$ são pequenos desvios em torno de \mathbf{X}_0 , \mathbf{U}_0 e \mathbf{Y}_0 . O resultado da linearização é dado por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\tilde{\mathbf{u}} \end{cases} \quad (18)$$

cujos parâmetros matriciais são dados por:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{-3V_c^2}{2L_t P_{tc_0}} & \frac{-(3I_{t_0}^2 + 4\omega C_f Q_{tc_0})}{2L_t P_{tc_0}} & \frac{2\omega L_s Q_{tc_0}}{L_t P_{tc_0}} \\ \frac{3V_{c_0}^2}{2C_f P_{tc_0}} & \frac{3}{2C_f} \left(\frac{I_{t_0}^2}{P_{tc_0}} - \frac{I_{s_0}^2}{P_{cs_0}} \right) + \frac{2\omega Q_{tc_0}}{P_{tc_0}} & \frac{2\omega L_s}{C_f} \left(\frac{Q_{cs_0}}{P_{cs_0}} - \frac{Q_{tc_0}}{P_{tc_0}} \right) - \frac{3V_c^2}{2C_f P_{cs_0}} \\ 0 & \frac{3I_{s_0}^2}{2L_s P_{cs_0}} & \frac{3}{2L_s} \left(\frac{V_{c_0}^2}{P_{cs_0}} - \frac{V_{s_0}^2}{P_{s_0}} \right) - \frac{2\omega Q_{cs_0}}{P_{cs_0}} \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{4}{3L_t} & \frac{4Q_{tc_0}}{3L_t P_{tc_0}} \\ 0 & \frac{4}{3C_f} \left(\frac{Q_{cs_0}}{P_{cs_0}} - \frac{Q_{tc_0}}{P_{tc_0}} \right) \\ 0 & \frac{4}{3L_s} \left(\frac{Q_{s_0}}{P_{s_0}} - \frac{Q_{cs_0}}{P_{cs_0}} \right) \end{pmatrix}; \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{9V_c^2}{8P_{s_0}} \end{pmatrix} \text{ e } \mathbf{D} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{Q_{s_0}}{P_{s_0}} \end{pmatrix}.$$

Em regime permanente, nas condições normais de operação, tem-se em (19) as equações para calcular os parâmetros das matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} em função dos dados da Tabela I.

$$\begin{aligned} P_{tc_0} &= P_{cs_0} = P_{s_0} \\ I_{s_0}^2 &= 4(P_{s_0}^2 + Q_{s_0}^2) / (9V_{s_0}^2) \\ V_{c_0}^2 &= V_{s_0}^2 + \omega^2 L_s^2 I_{s_0}^2 + \frac{4}{3}\omega L_s Q_{s_0} \\ Q_{cs_0} &= Q_{s_0} + 3\omega L_s I_{s_0}^2 / 2 \\ Q_{tc_0} &= Q_{cs_0} - 3\omega C_f V_{c_0}^2 / 2 \\ I_{t_0}^2 &= 4(P_{tc_0}^2 + Q_{tc_0}^2) / (9V_{c_0}^2) \end{aligned} \quad (19)$$

A função de transferência do sistema linearizado realizado pelas matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} é dada por

$$\mathcal{P}(s) = H_{PP}(s)\mathcal{P}_t(s) + H_{PQ}(s)Q_s(s) \quad (20)$$

de forma que

$$\begin{cases} H_{pp}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_P + d_P \\ H_{pq}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_Q + d_Q. \end{cases} \quad (21)$$

Em (20) e (21), $\mathcal{P}_s(s)$ é a transformada de Laplace de $\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{P}_s$, $\mathcal{P}_t(s)$ e $\mathcal{Q}_s(s)$ são, respectivamente, as transformadas de Laplace de $\tilde{u}_1 = \tilde{P}_t$ e $\tilde{u}_2 = \tilde{Q}_s$ (elementos do vetor $\tilde{\mathbf{u}}$), \mathbf{b}_P e \mathbf{b}_Q são a primeira e a segunda colunas da matriz \mathbf{B} e $d_P = 0$ e $d_Q = -Q_{s_o}/P_{s_o}$ são elementos da matriz \mathbf{D} .

Como para $P_{s_o} = 0$, a matriz \mathbf{A} de (18) é singular, coloca-se em evidência o valor da potência ativa nas matrizes \mathbf{A} , \mathbf{b}_Q , \mathbf{C} e d_Q como a seguir:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= P_{s_o}^{-1} \mathbf{A}_o \\ \mathbf{b}_Q &= P_{s_o}^{-1} \mathbf{b}_{Q_o} \\ \mathbf{C} &= P_{s_o}^{-1} \mathbf{C}_o \\ d_{Q_o} &= P_{s_o}^{-1} d_{Q_o}. \end{aligned} \quad (22)$$

Em seguida, substituindo (22) em (21) e considerando a potência ativa tendendo a zero, obtém-se os limites:

$$\begin{cases} H_{pp}(s) = \lim_{P_{s_o} \rightarrow 0} \mathbf{C}_o (P_{s_o} s \mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1} \mathbf{b}_P \\ H_{pq}(s) = \lim_{P_{s_o} \rightarrow 0} \frac{\mathbf{C}_o (P_{s_o} s \mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1} \mathbf{b}_{Q_o} + d_{Q_o}}{P_{s_o}}. \end{cases} \quad (23)$$

Logo, a função de transferência $H_{pp}(s)$ para potência ativa nula injetada no PAC, a partir de (23), é calculada como

$$H_{pp}(s) = -\frac{27}{8} \frac{V_{s_o}^2 V_{c_o}^2 I_{s_o}^2}{\det(\mathbf{A}_o) L_t C_f L_s}. \quad (24)$$

Em seguida, utilizando as equações em (19), deduz-se que o determinante de \mathbf{A}_o é dado por:

$$\det(\mathbf{A}_o) = -\frac{27}{8} \frac{I_{s_o}^2 V_{c_o}^2 V_{s_o}^2}{L_t C_f L_s}. \quad (25)$$

Portanto, substituindo-se (25) em (24), obtém-se

$$H_{pp}(s) = \left(\frac{8L_t C_f L_s}{27I_{s_o}^2 V_{c_o}^2 V_{s_o}^2} \right) \left(\frac{27V_{s_o}^2 V_{c_o}^2 I_{s_o}^2}{8L_t C_f L_s} \right) = 1. \quad (26)$$

O resultado em (26) mostra que a função de transferência $H_{pp}(s)$ é unitária para o ponto de operação em que o CFT injeta potência ativa nula no PAC independentemente dos parâmetros do filtro.

Então, conclui-se que

$$H_{pp}(s) = \begin{cases} \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_P; & P_{s_o} \neq 0 \\ 1 & ; P_{s_o} = 0. \end{cases} \quad (27)$$

A função de transferência $H_{pq}(s)$ para potência ativa nula é calculada como a seguir:

$$H_{pq}(s) = \lim_{P_{s_o} \rightarrow 0} \frac{Q_{s_o} - Q_{s_o}}{P_{s_o}} = 0 \quad (28)$$

pois $\mathbf{C}_o \mathbf{A}_o^{-1} \mathbf{b}_{Q_o} = -Q_{s_o}$.

Para resolver a indeterminação em (28), utilizou-se L'Hospital:

$$\begin{aligned} H_{pq}(s) &= \lim_{P_{s_o} \rightarrow 0} \frac{\frac{\partial}{\partial P_{s_o}} \left[\mathbf{C}_o (P_{s_o} s \mathbf{I} - \mathbf{A}_o)^{-1} \mathbf{b}_{Q_o} + d_{Q_o} \right]}{\frac{\partial P_{s_o}}{\partial P_{s_o}}} \\ &= -s \mathbf{C}_o \mathbf{A}_o^{-1} \mathbf{A}_o^{-1} \mathbf{b}_{Q_o}. \end{aligned} \quad (29)$$

Tendo $P_{s_o} = 0$ e $Q_{s_o} = 0$, a corrente injetada no PAC é zero ($I_{s_o} = 0$) e, conseqüentemente, a matriz \mathbf{A}_o em (29) é singular. Então no limite, tem-se:

$$H_{pq}(s) = \lim_{I_{s_o} \rightarrow 0} (-s \mathbf{C}_o \mathbf{A}_o^{-1} \mathbf{A}_o^{-1} \mathbf{b}_{Q_o}) = -g_o s \quad (30)$$

em que

$$g_o = -\omega^3 (L_t + L_s) C_f^2 L_s + \omega^2 C_f^2 L_s^2 - \omega (L_t - L_s) C_f.$$

Portanto, nota-se que para corrente nula injetada no PAC a função de transferência $H_{pq}(s)$ é função da frequência da rede elétrica e dos parâmetros do filtro. Então conclui-se que:

$$H_{pq}(s) = \begin{cases} \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b}_Q + d_Q; & P_{s_o} = 0 \\ -s (\mathbf{C}_o \mathbf{A}_o^{-1} \mathbf{A}_o^{-1} \mathbf{b}_{Q_o}) & ; P_{s_o} = 0 \text{ e } Q_{s_o} \neq 0 \\ -g_o s & ; P_{s_o} = 0 \text{ e } Q_{s_o} = 0. \end{cases} \quad (31)$$

Logo, em torno do ponto de operação em que a corrente injetada na rede elétrica tende a zero (isto é, $P_{s_o} = 0$ e $Q_{s_o} = 0$), a função em (20) tende a:

$$\mathcal{P}_s(s) = \mathcal{P}_t(s) - g_o s \mathcal{Q}_s(s). \quad (32)$$

IV. CONTROLE DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA

O controlador de corrente utilizado é apresentado na Figura 4. Este sistema é formado por três blocos: controlador proporcional ressonante com compensação de harmônicos $PR(s)$, filtro *notch* $F_n(s)$ para o amortecimento ativo do pico de ressonância do 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 além de ajudar a atenuar distúrbios de tensão da rede [6], [7].

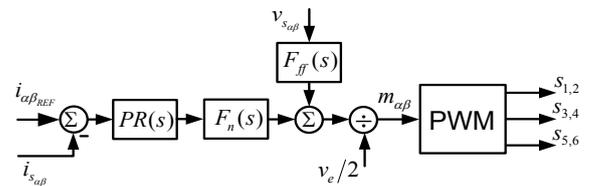


Fig. 4. Controlador de corrente com filtro *notch*.

Como $H_p(s)$ pode ser aproximada por um ganho unitário até aproximadamente 2000 rad/s, como é ilustrado na Figura 5 (a), realiza-se a realimentação de *feedforward* como no caso do controle do CFT com filtro L, isto é $F_{ff}(s) \approx 1$.

A função de transferência do filtro *notch* é dada por (33), em que ω_s é frequência de ressonância, ξ_n é o amortecimento do filtro LCL e ξ_d é o novo amortecimento especificado para o sistema. O resultado da ação do filtro *notch* sobre o LCL é ilustrado na Figura 5 (b).

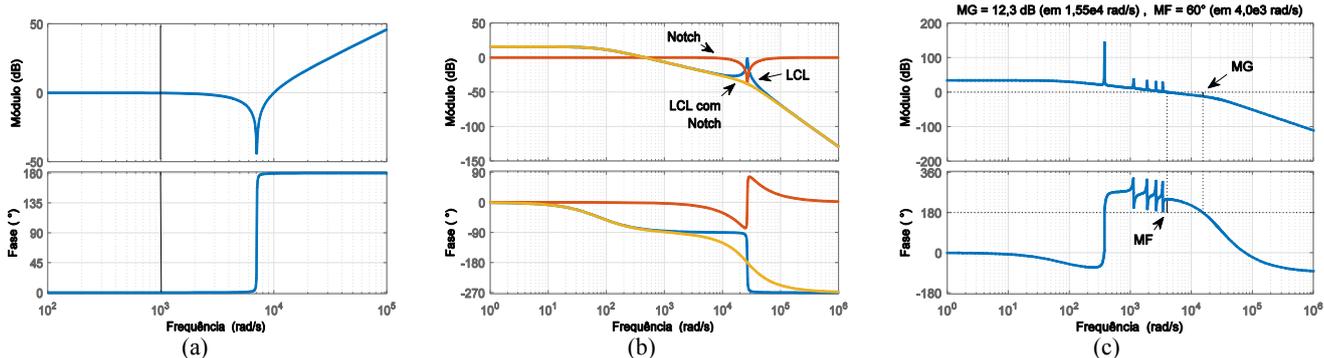


Fig. 5. (a) Resposta em frequência de $H_p(s)$; (b) efeito do filtro *notch* na resposta em frequência do LCL e (c) resposta em frequência do sistema de controle de corrente.

$$F_n(s) = \frac{s^2 + 2\xi_n \omega_s s + \omega_s^2}{s^2 + 2\xi_d \omega_s s + \omega_s^2} \quad (33)$$

A função de transferência do controlador P-ressonante com compensadores de harmônicos até a nona harmônica é dada por:

$$PR(s) = k_p + \frac{k_p}{T_r} \left\{ \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} + \sum_{h=3,5,7,9} \left[\frac{2\omega_b s}{s^2 + \omega_b s + (h\omega_o)^2} \right] \right\} \quad (34)$$

em que k_p é o ganho do controlador, T_r é a constante de tempo do controlador, ω_b é frequência da rede elétrica e ω_o é a frequência que determina o amortecimento dos picos de ressonância dos compensadores de harmônicos [21].

A resposta em frequência do sistema de controle de corrente é apresentada na Figura 5 (c), o qual foi projetado para apresentar margem de fase $MF = 60^\circ$ na frequência de cruzamento de ganho $\omega_{cg} = 4000$ rad/s [22]-[24].

Os valores dos parâmetros do controlador de corrente são dados na Tabela II.

TABELA II

Parâmetros do Controlador de Corrente			
Filtro <i>notch</i>	P-ressonante		
ω_s	2,677 krad/s	k_p	8,492
ξ_n	0,00994	T_r	0,06423 s
ξ_d	0,7	ω_b	370 rad/s
		ω_o	5 rad/s

A. Gerador de Referências de Corrente

O gerador de referência de corrente em função das referências de potência ativa e reativa é dado a seguir [9]:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_{REF}} \\ I_{\beta_{REF}} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{v_{s_\alpha}^2 + v_{s_\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s_\alpha} & v_{s_\beta} \\ v_{s_\beta} & -v_{s_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{REF} \\ Q_{REF} \end{bmatrix}. \quad (35)$$

Em (35), os sinais de referência de corrente também são funções das tensões no PAC em coordenadas $\alpha\beta$. Portanto, para evitar que sejam geradas referências de corrente com harmônicas da rede elétrica, utilizam-se referências de tensão geradas a partir da informação fornecida pelo PLL [9], em vez de usar as medidas de tensão diretamente, conforme é ilustrado na Figura 6 em que a frequência de corte do filtro é 30 Hz.

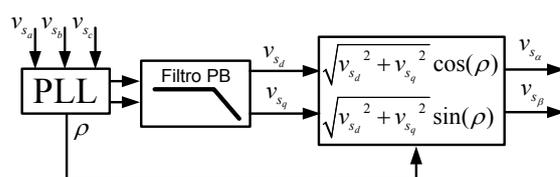


Fig. 6. PLL com reconstrução da fundamental.

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.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_\alpha = \mathbf{A}_i \mathbf{x}_\alpha + \mathbf{B}_i I_{\alpha_{REF}} \\ i_{s_\alpha} = \mathbf{C}_i \mathbf{x}_\alpha \end{cases} \quad (36)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_\beta = \mathbf{A}_i \mathbf{x}_\beta + \mathbf{B}_i I_{\beta_{REF}} \\ i_{s_\beta} = \mathbf{C}_i \mathbf{x}_\beta \end{cases}$$

A função de transferência do sistema de controle de corrente, em malha fechada, para os eixos α e β , em função dos sistemas em (36), é dada por

$$G_i(s) = \frac{I_{s_\alpha}(s)}{I_{\alpha_{REF}}(s)} = \frac{I_{s_\beta}(s)}{I_{\beta_{REF}}(s)} \quad (37)$$

$$= \mathbf{C}_i (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i)^{-1} \mathbf{B}_i.$$

Os sistemas em (36) podem ser agrupados da seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i_\alpha} \\ \mathbf{x}_{i_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i_\alpha} \\ \mathbf{x}_{i_\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha_{REF}} \\ I_{\beta_{REF}} \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i_\alpha} \\ \mathbf{x}_{i_\beta} \end{bmatrix}. \quad (39)$$

As potências ativa e reativa injetadas no PAC são dadas por:

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{s_\alpha} & v_{s_\beta} \\ v_{s_\beta} & -v_{s_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_\alpha} \\ i_{s_\beta} \end{bmatrix}. \quad (40)$$

Desta forma, substituindo (35) em (38) e (39) em (40), obtém-se

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_{i_\alpha} \\ \dot{x}_{i_\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_i \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{mf}} \begin{bmatrix} x_{i_\alpha} \\ x_{i_\beta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3V_s^2} v_{s_\alpha} \mathbf{B}_i & \frac{2}{3V_s^2} v_{s_\beta} \mathbf{B}_i \\ \frac{2}{3V_s^2} v_{s_\beta} \mathbf{B}_i & -\frac{2}{3V_s^2} v_{s_\alpha} \mathbf{B}_i \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{mf}} \begin{bmatrix} P_{REF} \\ Q_{REF} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{3}{2} v_{s_\alpha} \mathbf{C}_i & \frac{3}{2} v_{s_\beta} \mathbf{C}_i \\ \frac{3}{2} v_{s_\beta} \mathbf{C}_i & -\frac{3}{2} v_{s_\alpha} \mathbf{C}_i \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{mf}} \begin{bmatrix} x_{i_\alpha} \\ x_{i_\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (41)$$

A função de transferência que relaciona a potência ativa injetada no PAC é definida, em função dos parâmetros do sistema em (41), como

$$\begin{bmatrix} \mathcal{P}_s(s) \\ \mathcal{Q}_s(s) \end{bmatrix} = \left[\mathbf{C}_{mf} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf})^{-1} \mathbf{B}_{mf} \right] \begin{bmatrix} \mathcal{P}_{REF}(s) \\ \mathcal{Q}_{REF}(s) \end{bmatrix}. \quad (42)$$

Em seguida, substituindo-se os valores dos parâmetros de (41) em (42) e sabendo que [25]

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf})^{-1} = \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i)^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_i)^{-1} \end{bmatrix}, \text{ obtém-se}$$

se

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

que resulta em:

$$\begin{bmatrix} \mathcal{P}_s(s) \\ \mathcal{Q}_s(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_i(s) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & G_i(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{P}_{REF}(s) \\ \mathcal{Q}_{REF}(s) \end{bmatrix} \quad (43)$$

Comparando (43) e (37), mostra-se que, assim como os sistemas de controle de corrente nos eixos α e β são desacoplados, os sistemas de controle de potência ativa e de potência reativa resultantes são também desacoplados além de possuírem a mesma dinâmica do sistema de controle de corrente em malha fechada.

V. FORMAS DE MODELAGEM E CONTROLE DO ELO CC

Na modelagem matemática e controle de tensão do elo CC do CFT, pode-se selecionar como variável de saída a tensão do elo CC (v_e) ou quadrado da tensão (v_e^2); enquanto que para a variável de entrada de controle, tem-se corrente (I_d – corrente de eixo direto, quando a modelagem é feita em variáveis dq), ou potência (P_s) controladas pelo sistema de controle do lado CA do conversor, como se mostra na Figura 7.

Desta forma, pode-se obter quatro tipos diferentes de modelo matemático para o elo CC do CFT:

- Modelo 1: com saída (v_e) e entrada (I_d) [14], [17], [26];
- Modelo 2: com saída (v_e) e entrada (P_s) [11];
- Modelo 3: com saída (v_e^2) e entrada (I_d) [12], [16];
- Modelo 4: com saída (v_e^2) e entrada (P_s) [9].

Quando o sistema de controle de corrente do lado CA do CFT é realizado com variáveis representadas em dq , pode-se selecionar corrente ou potência como sinal de controle na modelagem do elo CC, pois as variáveis em dq são do tipo CC. Porém, quando o controle de corrente do lado CA é

realizado com variáveis em $\alpha\beta$, que são do tipo CA, opta-se por utilizar a potência como entrada de controle combinada com o gerador de referência de corrente, pois a dinâmica do sistema de controle de corrente, em malha fechada, é a mesma do sistema de controle de potência no domínio da frequência como mostrado em (37) e (43).

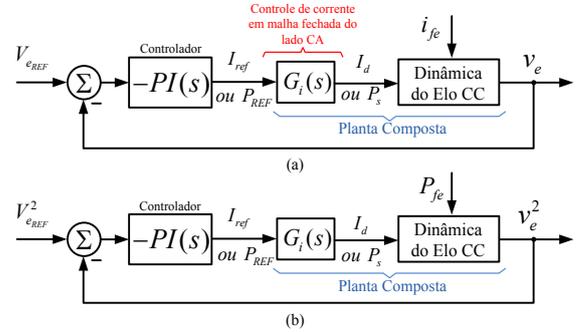


Fig. 7. Possibilidades para a malha de controle de tensão do elo CC.

VI. MODELAGEM DO ELO CC DESPREZANDO A DINÂMICA DO FILTRO - MODELO SIMPLIFICADO

A dinâmica do lado CC do CFT, desconsiderando as perdas, é descrita por

$$C_e \frac{dv_e}{dt} = i_{fe} - i_e \quad (44)$$

em que v_e é a tensão medida sobre o elo de corrente contínua, i_{fe} é a corrente de entrada do elo CC vinda da fonte externa e i_e é a corrente de entrada da ponte inversora injetada no barramento bE (Figura 1).

Multiplicando (44) por v_e , obtém-se

$$\frac{C_e}{2} \frac{dv_e^2}{dt} = P_{fe} - P_e \quad (45)$$

em que $P_e = v_e i_e$ é a potência injetada na entrada CC da ponte inversora e $P_{fe} = v_{fe} i_{fe}$ é a potência fornecida pela fonte externa conforme a Figura 1.

A potência elétrica injetada na entrada CC da ponte inversora é igual à potência ativa injetada no filtro LCL [9], [13], isto é:

$$P_e = P_t = \frac{3}{2} (v_{t_\alpha} i_{t_\alpha} + v_{t_\beta} i_{t_\beta}). \quad (46)$$

Desprezando-se a variação de energia em (16) [10], [12], [16], tem-se que:

$$v_e i_e = P_t \cong P_s = \frac{3}{2} (v_{s_\alpha} i_{s_\alpha} + v_{s_\beta} i_{s_\beta}). \quad (47)$$

Como, nesta pesquisa, o controle de corrente é realizado com variáveis em $\alpha\beta$ e pelo resultado obtido em (43), seleciona-se a potência como sinal de controle na modelagem da dinâmica do elo CC.

A. Modelagem com a Tensão do Elo CC como Saída

Substituindo (47) em (44), obtém-se:

$$\frac{dv_e}{dt} = -\frac{1}{C_e} \frac{P_s}{v_e} + \frac{1}{C_e} i_{fe}. \quad (48)$$

A equação (48) é não linear em que o sinal de saída v_e divide o sinal de entrada P_s . Linearizando (48), obtém-se

$$\frac{d\tilde{v}_e}{dt} = -\frac{1}{C_e V_{e_o}} \tilde{P} + \frac{P_{s_o}}{C_e V_{e_o}^2} \tilde{v}_e + \frac{1}{C_e} \tilde{I}_{fe} \quad (49)$$

em que o sobrescrito "~" indica pequenos desvios em torno dos valores de regime que definem o ponto de operação (V_{e_o} , P_{s_o} e I_{fe_o}).

Aplicando Laplace em (49) e substituindo a transformada de Laplace de (43) no resultado, obtém-se:

$$\tilde{v}_e(s) = -\underbrace{\frac{G_i(s)}{V_{e_o} C_e \left(s - \frac{P_{s_o}}{C_e V_{e_o}^2} \right)}}_{\text{Planta Composta } G_{comp}(s)} \mathcal{P}_{REF}(s) + \underbrace{\frac{1}{C_e \left(s - \frac{P_{s_o}}{C_e V_{e_o}^2} \right)}}_{\text{Distúrbio}} \tilde{I}_{fe}(s). \quad (50)$$

B. Modelagem com o Quadrado da Tensão do Elo CC como Saída

Substituindo (47) em (45), tem-se:

$$\frac{dv_e^2}{dt} = \frac{2}{C_e} (-P_s + P_{fe}). \quad (51)$$

Observa-se que (51) é linear em relação ao quadrado da tensão do elo CC. Portanto, aplicando transformada de Laplace em (51) e substituindo Laplace de (43) no resultado, obtém-se

$$\mathcal{Y}_{qv}(s) = -\underbrace{\frac{2}{C_e s} G_i(s) \mathcal{P}_{REF}(s)}_{\text{Planta Composta } G_{comp}(s)} + \underbrace{\frac{2}{C_e s} \mathcal{P}_{fe}(s)}_{\text{Distúrbio}} \quad (52)$$

em que \mathcal{Y}_{qv} é a transformada de Laplace do sinal v_e^2 .

O projeto do controlador de tensão depende do modelo da planta. Logo os parâmetros do controlador são funções do modelo adotado. O modelo linearizado em (50), utilizado para projeto e análise de sistema de controle de tensão, possui parâmetros dependentes do ponto de operação do sistema como o valor da tensão do elo CC em regime. No entanto, o modelo obtido em (52) possui parâmetros fixos. Portanto, o desempenho do controlador projetado com o modelo simplificado em (52) é independente do ponto de operação.

VII. MODELAGEM DO ELO CC CONSIDERANDO A DINÂMICA DO FILTRO LCL - MODELO PROPOSTO

Para evitar a não linearidade em que o sinal de saída divide o sinal de entrada como em (48), optou-se pelo quadrado da tensão do elo CC como sinal de saída. Desta forma, substituindo (46) em (45) e aplicando a transformada de Laplace no resultado, obtém-se

$$\mathcal{Y}_{qv}(s) = \frac{2}{C_e s} [-\mathcal{P}_i(s) + \mathcal{P}_{fe}(s)] \quad (53)$$

em que $\mathcal{P}_i(s)$ e $\mathcal{P}_{fe}(s)$ são as transformadas de Laplace de P_i e P_{fe} , respectivamente.

Em seguida, substituindo (43) em (20), obtém-se

$$\mathcal{P}_i(s) = H_{pp}^{-1}(s) G_i(s) \mathcal{P}_{REF}(s) - H_{pp}^{-1}(s) H_{pq}(s) \mathcal{Q}_s(s). \quad (54)$$

Então, substituindo (54) em (53), obtém-se a função de transferência que relaciona a potência ativa de referência com o quadrado da tensão do elo CC, dada por:

$$\mathcal{Y}_{qv}(s) = -\underbrace{\frac{2}{C_e s} H_{pp}^{-1}(s) G_i(s) \mathcal{P}_{REF}(s)}_{G_{comp}(s)} - \underbrace{\frac{2}{C_e s} H_{pp}^{-1}(s) H_{pq}(s) \mathcal{Q}_s(s)}_{\text{Distúrbios}} + \frac{2}{C_e s} \mathcal{P}_{fe}(s). \quad (55)$$

O diagrama de blocos que representa (55) é apresentado na Figura 8.

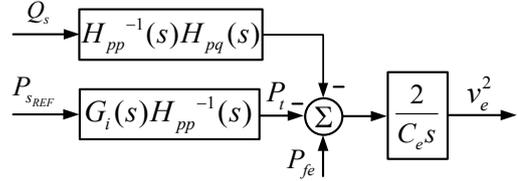


Fig. 8. Representação da dinâmica do elo de corrente contínua considerando a dinâmica do lado CA do conversor.

Observa-se que a planta composta do modelo simplificado em (52) é o caso particular da planta composta do modelo linearizado em (55) quando a potência ativa injetada no PAC é nula, pois para este caso $H_{pp}(s) = 1$.

VIII. CONTROLE DE TENSÃO

Como o sinal de saída selecionado na modelagem do elo CC foi o quadrado da tensão, utilizou-se um controlador PI cujo sinal de erro é obtido pela diferença dos quadrados do sinal de referência V_{REF} e de tensão v_e [9], [16], como se mostra na Figura 9. Este controlador gera o sinal de referência de potência ativa P_{REF} como entrada para o gerador de referência de corrente em (35). Este esquema de controle, apesar de ser não linear devido aos quadrados das tensões, o mesmo pode ser projetado e analisado como se fosse linear, como é mostrado na Figura 10. Este esquema possui a característica de apresentar o mesmo desempenho independentemente do valor de operação da tensão do elo CC.

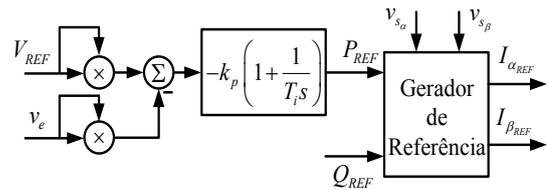


Fig. 9. Diagrama de blocos do controlador de tensão do elo CC.

A representação utilizada para projetar e analisar o sistema de controle de tensão do CFT é representada na Figura 10, em que $PI(s)$ é a função de transferência do controlador PI, o qual é multiplicado por -1 para compensar o sinal negativo da função de transferência $G_{comp}(s)$ [9].

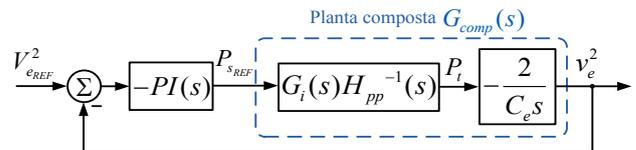


Fig. 10. Representação em diagrama de blocos da malha de controle de tensão do elo CC desconsiderando as entradas de distúrbio.

Selecioneado $P_{s_o} = 7,5$ kW como o ponto de operação para o qual o controle de tensão é projetado utilizando a planta composta em (55) e tendo como especificações de projeto $MF = 40^\circ$ e $\omega_{cg} = 400$ rad/s, obtêm-se os ganhos $k_p = 0,1195$ e $T_i = 0,00186$ s [24]. As análises e testes a seguir foram realizadas considerando este controlador.

Na Figura 11 é apresentada a resposta em frequência do sistema de controle de tensão do CFT funcionando em três pontos de operação diferentes: $P_{s_o} = -7,5$ kW, $P_{s_o} = 0,0$ kW e $P_{s_o} = 7,5$ kW. As análises realizadas nestes pontos são feitas utilizando os modelos linearizado proposto e o simplificado. Na Figura 11 a resposta em frequência do modelo proposto para potência ativa nula é a mesma resposta em frequência do modelo simplificado. A resposta em frequência do modelo proposto, para $P_{s_o} = 7,5$ kW, e a do modelo simplificado coincidem até aproximadamente a frequência de 1000 rad/s.

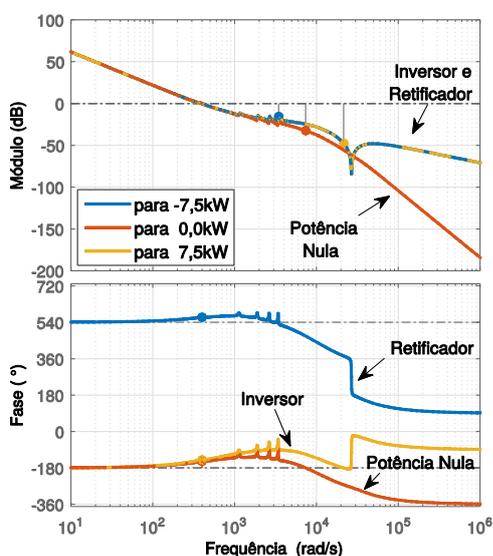


Fig. 11. Resposta em frequência do sistema de controle de tensão para diferentes pontos de operação.

Na Tabela III são apresentados os principais pontos das respostas em frequência apresentadas na Figura 11 considerando os modos de operação em estudo (inversor de frequência na potência nominal, retificador controlado na potência nominal e modo de espera).

TABELA III

Margens da Resposta em Frequência do Sistema de Controle de Tensão nos Pontos de Operações Avaliados

	P_{s_o} [kW]	MG [dB]	MF [graus]	ω_{cg} [rad/s]	ω_{cf} [krad/s]
Modelo Proposto	-7,5 (retificador)	15,5	24,9	400	3,46
	0,0 (espera)	32,4	32,6	398	7,41
	7,5 (inversor)	47,6	40	400	21,5
Modelo Simplific.	-7,5; 0,0 e 7,5	32,4	32,6	398	7,41

Analisando a Tabela III, para os valores de margens obtidos com o modelo proposto, observa-se os valores das margens diminuindo a medida que o ponto de operação, para o qual o sistema de controle foi projetado, se desloca para os

pontos de operação em que o conversor funciona como retificador controlado. O mesmo comportamento não é observado na análise realizada com o modelo simplificado, o qual mostra que o sistema de controle de tensão possui as mesmas margens para todos os pontos de operação.

Na Figura 12 mostra-se o mapa de polos e zeros de $H_{pp}^{-1}(s)$ da planta composta em (55) do CFT funcionando como inversor de frequência e como retificador controlado. Através deste resultado, mostra-se que o CFT, no modo retificador controlado, apresenta comportamento de fase não mínima evidenciado pelos zeros do lado direito do plano complexo.

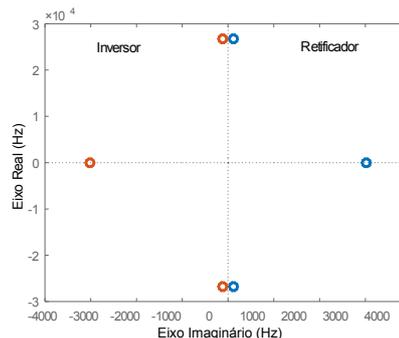


Fig. 12. Mapa de polos e zeros de $H_{pp}^{-1}(s)$ no modo inversor de frequência e no modo retificador controlado.

IX. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

Para avaliar experimentalmente os modelos matemáticos apresentados do elo CC, dois conversores foram construídos: um com filtro LCL e outro com filtro L, ambos conectados no mesmo PAC, interconectados por seus elos CC, os quais são apresentados na Figura 13. O CFT com filtro L serve de carga para o sistema quando está no modo inversor de frequência e serve como fonte CC quando está no modo retificador controlado.

As formas de onda de corrente, tensão e potência são obtidas através de um conversor D/A de 12 bits e os dados são salvos em arquivos por meio de um osciloscópio digital.

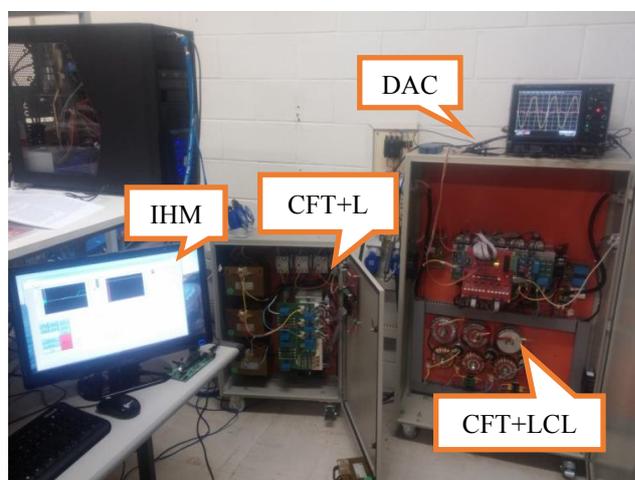


Fig. 13. Plataforma experimental.

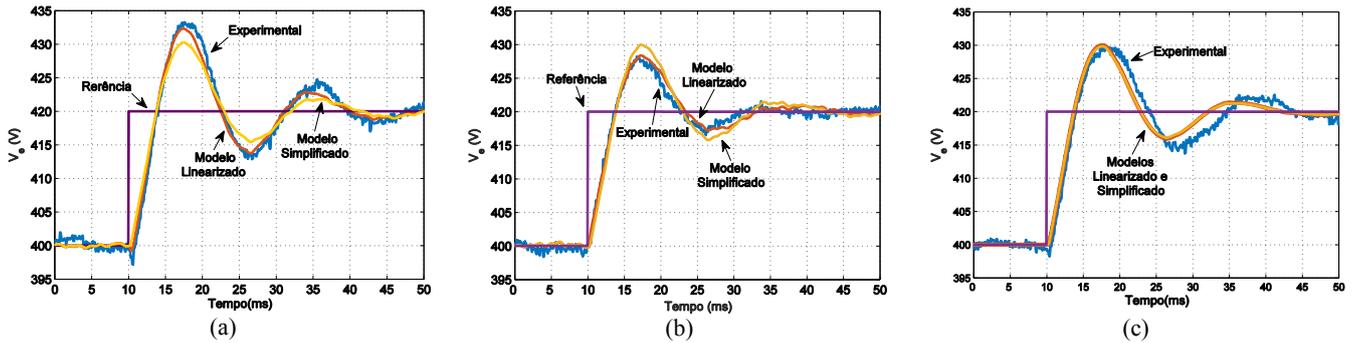


Fig. 14. (a) Resposta ao degrau na referência de controle de tensão com o CFT no modo retificador controlado; (b) resposta ao degrau de tensão na referência com o CFT no modo inversor de frequência; e (c) resposta ao degrau de tensão com o CFT em modo de espera.

O sistema, apresentado na Figura 13, também foi simulado utilizando as ferramentas do MatLab/Simulink utilizando os modelos apresentados para o CFT com filtro LCL e seu sistema de controle. As formas de onda de tensão e potência obtidas em cada experimento por meio do osciloscópio são plotadas junto com as formas de onda obtidas por simulação.

Na Figura 14 são apresentados testes de resposta ao degrau de 20 V na referência de tensão do controle do elo CC do CFT com filtro LCL, em potência nominal, respectivamente, nos modos de operação retificador controlado, inversor de frequência e modo de espera. Os resultados experimentais são comparados com os resultados de simulação obtidos com o modelo proposto e com o modelo simplificado. Nesta figura, mostra-se que o modelo proposto representa melhor a dinâmica de tensão do elo CC do que o modelo simplificado, pois os resultados obtidos com modelo linearizado se aproximam mais das respostas experimentais.

No modo retificador controlado ((27) para $P_{s_o} = -7,5 \text{ kW}$), nota-se que o modelo simplificado mostra que o sistema é mais amortecido do que realmente é, Figura 14 (a). Isto é observado na análise da Tabela III, onde a margem de fase do modelo proposto é menor do que a do modelo simplificado neste ponto de operação em análise.

Já no modo inversor de frequência ((27) para $P_{s_o} = -7,5 \text{ kW}$), Figura 14 (b), ocorre o contrário, o que também pode ser observado na Tabela III, pois a margem de fase do modelo linearizado é maior do que a do modelo.

No modo de espera, Figura 14 (c), o CFT drena potência da rede elétrica apenas para suprir suas perdas. Observa-se claramente que, neste ponto de operação, em que $P_{s_o} = 0,0 \text{ kW}$, os modelos simplificado e proposto apresentam a mesma resposta que se aproxima do resultado experimental, pois a planta composta do modelo simplificado em (52) é a mesma do modelo linearizado em (55). Na Tabela III, portanto, como é de se esperar, as margens obtidas com os modelos linearizado e simplificado são as mesmas.

Na Figura 15 destaca-se o comportamento de fase não mínima do CFT com LCL da Figura 14 (a). O resultado demonstra experimentalmente e por simulação, com o modelo proposto, o resultado mostrado na Figura 12. Neste resultado, destaca-se também a incapacidade do modelo simplificado de representar a característica de fase não mínima do CFT no modo retificador controlado, porque despreza a dinâmica do filtro do lado CA do CFT.

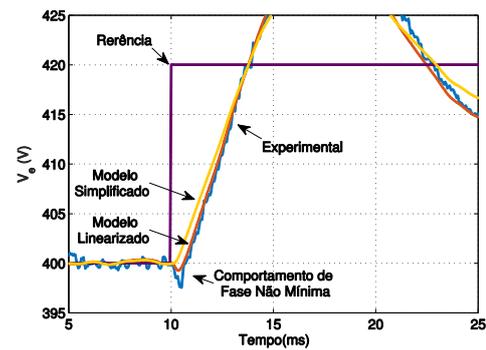


Fig. 15. Comportamento de fase não mínima do CFT no modo retificador controlado na resposta ao degrau de tensão.

Na Figura 16 é apresentado um teste de resposta a um distúrbio de potência na entrada CC do CFT, drenando da rede elétrica 5,5 kW com fator de potência unitário. O distúrbio é obtido através de um degrau de potência de 2 kW aplicado na referência de controle do CFT com filtro L, que drena potência CC do CFT com LCL. Para este experimento, os resultados de simulação dos modelos linearizado e simplificado se aproximam do resultado experimental, porém o obtido com o modelo proposto é mais preciso.

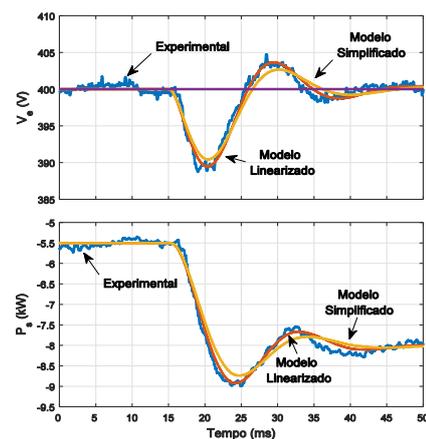


Fig. 16. Resposta ao degrau de potência negativa com o conversor operando como retificador.

Na Figura 17 é apresentado o teste de resposta a um distúrbio de potência na entrada CC do CFT com filtro LCL, injetando 5,5 kW no PAC com fator de potência unitário. O distúrbio é obtido através de um degrau de potência de -2 kW aplicado na referência de controle do CFT com filtro L que

alimenta o CFT com LCL. O comportamento de fase não mínima neste resultado, visto aproximadamente em 15ms, apesar do CFT estar no modo inversor de frequência, é devido ao CFT com filtro L estar funcionando como retificador controlado.

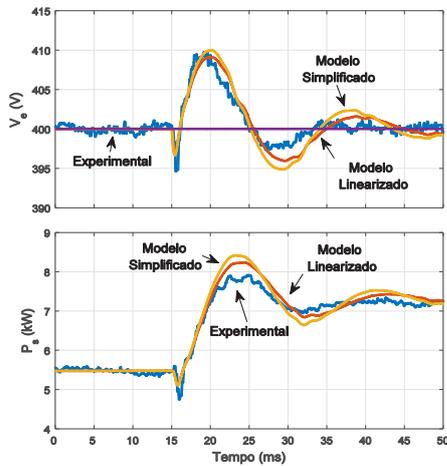


Fig. 17. Resposta ao distúrbio de potência de 2kW na entrada CC do Conversor no modo inversor de frequência.

Na Figura 18 é apresentada a resposta ao degrau de 3 kVAR na referência de potência reativa do sistema de controle do lado CA do CFT com LCL, o qual é um distúrbio para o sistema de controle de tensão do elo CC. Neste experimento, o CFT está injetado 6,5 kW no PAC com potência reativa nula inicialmente. Compara-se os resultados experimentais com os resultados de simulação obtidos com o modelo não linear e com o modelo proposto. Não utilizou-se o modelo simplificado porque este modelo em (52) não prevê

o efeito de variações na potência reativa como o modelo em (55).

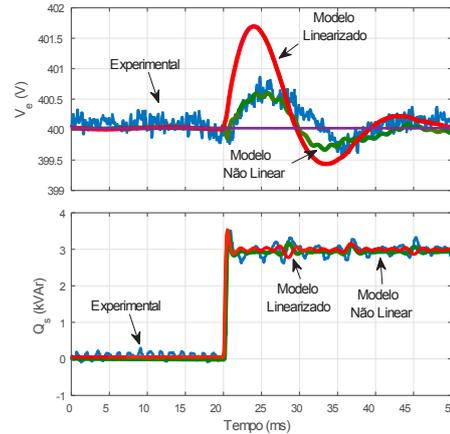


Fig. 18. Resposta ao degrau de reativo de 3 kVAR.

Na Figura 19 mostra-se as formas de onda de tensão no PAC e correntes geradas pelo CFT com filtro LCL nos modos de operação, em potência nominal, abordados no artigo: (a) modo retificador controlado; (b) modo inversor de frequência e (c) modo de espera.

Com os pontos das curvas de tensão e corrente, da Figura 19, salvos em arquivos, obtém-se os gráficos de suas respectivas FFTs e cálculo de distorção harmônica apresentados na Figura 20. A tensão da rede elétrica observa no PAC presente TDH de 2,99% enquanto que as TDH das correntes do CFT nos modos retificador controlado e inversor de frequência foram de 1,36% e 1,09%, respectivamente, na potência nominal.

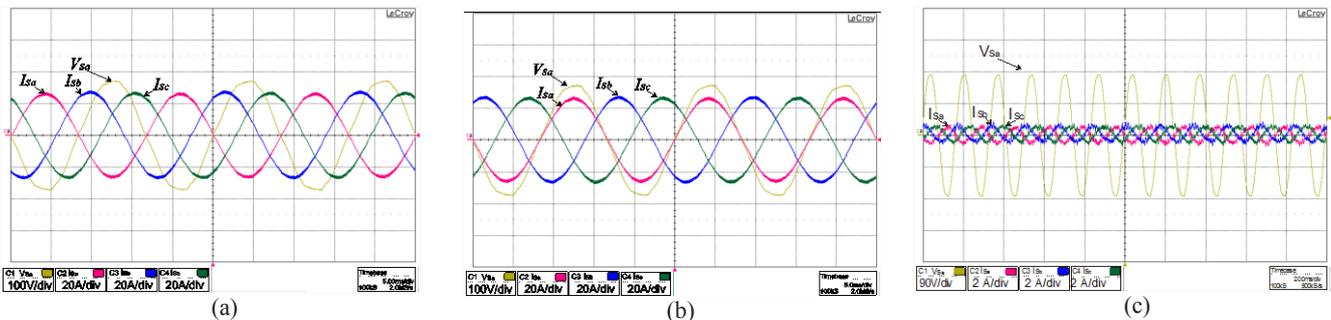


Fig. 19. (a) Conversor conectado na rede elétrica no modo retificador controlado na potência nominal; (b) Conversor no modo inversor de frequência na potência nominal e (c) Conversor em modo de espera suprindo apenas as perdas do sistema.

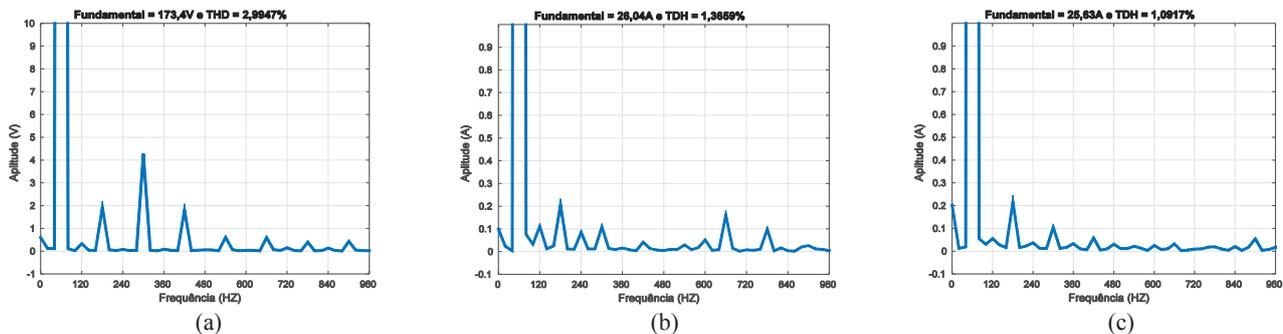


Fig. 20. (a) FFT da tensão no PAC; (b) FFT da corrente no modo retificador controlado na potência nominal e (c) FFT da corrente da corrente no modo inversor de frequência na potência nominal.

X. CONCLUSÃO

A modelagem do filtro LCL, considerando sua entrada e sua saída em potência, resulta num modelo não linear, que em seguida é linearizado. O modelo linearizado obtido do LCL, sob o ponto de vista de entrada e saída em potência, é acrescentado a representação matemática do lado CC do CFT resultando no modelo matemático proposto para análise e projeto de controle de tensão. O modelo proposto apresentado neste artigo é comparado com o modelo do elo CC cuja a influência da dinâmica do filtro LCL é desprezada. O resultado da comparação mostra que o modelo proposto deduzido neste artigo é mais preciso do que o modelo simplificado. Isto é devido ao fato dos resultados de simulação com o modelo linearizado se aproximarem mais dos resultados experimentais do que os resultados de simulação com o modelo simplificado. Através destes resultados, mostra-se que as análises do sistema de controle com o modelo simplificado apresentam o mesmo desempenho para todos os pontos de operação não condizendo com a realidade. De fato, o sistema apresenta desempenho diferente para cada ponto de operação que é melhor representado pelo modelo proposto. Através dos resultados, observa-se também que o modelo linearizado proposto se aproxima do modelo simplificado a medida que o módulo da potência diminui para zero. Desta forma, entende-se que, para baixas potências, ambos os modelos podem ser adequados para projeto e análise de controladores. Porém, à medida que a potência do conversor se torna maior, o modelo simplificado diminui sua capacidade de representar a dinâmica do elo CC, o que não acontece com o modelo linearizado, apresentado neste artigo, para o elo CC do CFT com filtro LCL sem desprezar a dinâmica do lado CA do conversor.

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. Os autores agradecem também ao Programa de Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico do Setor de Energia Elétrica das empresas CPFL Piratininga, CPFL Santa Cruz e RGE e ao Programa de P&D regulado pela ANEEL, projeto PD-0063-0042/2011 - DE0042 - SISTEMA HÍBRIDO SOLAR/EÓLICA pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 4, pp. 1002 - 1016, June 2006.
- [2] B. K. Bose, "Global Energy Scenario and Impact of Power Electronics in 21st Century," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 7, pp. 2638 - 2651, July 2013.
- [3] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 5, pp. 1281 - 1291, October 2005.
- [4] E. Figueres, G. Garcerá, J. Sandia, F. González-Espín, J. C. Rubio, "Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 3, pp. 706 - 717, March 2009.
- [5] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, 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, n° 4, pp. 1509-1517, August 2010.
- [6] J. Dannehl, M. Liserre, F. W. Fuchs, "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 8, pp. 3623-3633, August 2011.
- [7] J. Xu, S. Xie, T. Tang, "Evaluations of current control in weak grid case for grid-connected LCL-filtered inverter," *IET Power Electronics*, vol. 6, n° 2, pp. 227-234, February 2013.
- [8] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez, Y. Yang, "LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, n° 4, pp. 2192 - 2203, November 2014.
- [9] A. Yazdani, R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: modeling, control, and applications*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.
- [10] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [11] A. Yazdani, A. R. Di Fazio, H. Ghoddami, M. Russo, M. Kazerani, J. Jatskevich, K. Strunz, S. Leva, J. A. Martinez, "Modeling Guidelines and a Benchmark for Power System Simulation Studies of Three-Phase Single-Stage Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, n° 2, pp. 1247 - 1264, April 2011.
- [12] A. Yazdani, 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, n° 1, pp. 185-193, January 2006.
- [13] M. Davari, 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*, vol. 4, n° 3, pp. 1597 - 1612, September 2013.
- [14] J. Dannel, C. Wessels, F. W. Fuchs, "Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 2, pp. 380-388, February 2009.
- [15] M. H. Bierhoff, F. W. Fuchs, "Active Damping for Three-Phase PWM Rectifiers With High-Order Line-Side Filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 2, pp. 371 - 379, February 2009.
- [16] X. Bao, F. Zhou, Y. Tian, P. Tan, "Simplified Feedback Linearization Control of Three-Phase Photovoltaic Inverter With an LCL Filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 6, pp. 2739 - 2752, June 2013.
- [17] L. Chen, C. Hu, Q. Zhang, K. Zhang, I. Batarseh, "Modeling and Triple-Loop Control of ZVS Grid-Connected DC/AC Converters for Three-Phase Balanced Microinverter Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 4, pp. 2010 - 2021, April 2015.
- [18] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez, T. Kerekes, "A Self-commissioning Notch Filter for Active Damping in a Three-Phase LCL-Filter-Based Grid-Tie Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 12, pp. 6754 - 6761, December 2014.
- [19] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu, F. Liu, "Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter," *IEEE*

Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, nº 11, pp. 4483-4491, November 2009.

- [20] D. Xue, Y. Chen, D. P. Atherton, *Linear Feedback Control: Analysis and Design with Matlab*, Philadelphia: SIAM, 2007, p. 131.
- [21] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IET Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 750-762, September 2006.
- [22] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, 5ª ed., São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2011.
- [23] I. D. Landau, G. Zito, *Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation*, Germany: Springer, 2006.
- [24] P. S. Nascimento Filho, T. A. d. S. Barros, M. V. G. Reis, M. G. Villalva, E. Ruppert Filho, "Strategy for modeling a 3-phase grid-tie VSC with LCL filter and controlling the DC-link voltage and output current considering the filter dynamics," *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Vancouver, BC, 2015.
- [25] T. Kailath, *Linear Systems*, Prentice Hall, 1980.
- [26] M. F. Schonardie, R. F. Coelho, D. C. Martins, "Active and Reactive Power Control in A Three-Phase Grid-Connected Pv Power System Using dq0 Transformation," *Eletrônica de Potência*, vol. 18, pp. 1180-1187, Novembro 2013.

DADOS BIOGRÁFICOS

Paulo Sergio Nascimento Filho, nascido em 1985 em Belém-PA. Graduiu-se em Engenharia Elétrica, em 2009, e obteve o título de Mestre em engenharia elétrica em 2011 pela universidade Federal do Pará (UFPA). Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica do FEEC/UNICAMP, onde pesquisa estratégias avançadas de controle e eletrônica de potência aplicada à sistemas elétricos de potência e geração distribuída.

Tárcio André dos Santos Barros, nascido em 1987 em Petrolina-PE é engenheiro eletricista (2011) pela Universidade Federal do Vale do São Francisco, mestre (2012) e doutor (2015) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é pós-doutorando em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas UNICAMP com bolsa da FAPESP. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em máquinas elétricas, eletrônica industrial, sistemas de controles eletrônicos, instrumentação eletrônica. É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do IEEE.

Marcelo Gradella Villalva, professor da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Possui experiência em eletrônica de potência, energia solar fotovoltaica, acionamentos elétricos, filtros ativos, sistemas de controle e processamento digital. Áreas de pesquisa atuais: eletrônica de potência, energias renováveis, geração distribuída, redes inteligentes, veículos elétricos e qualidade de energia. Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, SOBRAEP, desde 2003.

Ernesto Ruppert Filho, graduou-se em engenharia elétrica em 1971, obteve o mestrado em 1974, e doutorado também engenharia elétrica pela FEEC/UNICAMP em 1983, realizou pós doutorado na GE Canadá na área de projeto de geradores síncronos e de sistemas de excitação estática de geradores síncronos nos anos de 1987 e 1988 . É Professor Titular da FEEC/UNICAMP desde 2000. Atua nas seguintes áreas de pesquisa: Dinâmica de Sistemas de Energia Elétrica, Limitadores de Corrente Elétrica Supercondutores, Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Acionamentos Elétricos com Velocidade Variável, Energias Renováveis, Qualidade de energia e Eficiência Energética. É Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, SOBRAEP.