

Visita aos Conceitos de Modelagem e Controle da Malha de Corrente de um VSI Trifásico com Filtro LC Conectado à Rede^{*}

Eubis P. Machado^{*} Adeon C. Pinto^{*} Jadsonlee S. Sá^{**}
Ricardo M. Prates^{*} Rodrigo P. Ramos^{*} Wedson P. Silva^{*}
Justino E. L. Araújo^{*} Renato Ribeiro Jr.^{*} José B. de Melo Filho^{***}
Alex C. Pereira^{***}

^{*} Colegiado de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Vale do São Francisco - Univasf, BA, (e-mail: {eubis.machado, adeon.pinto, ricardo.prates, rodrigo.ramos, wedson.silva}@univasf.edu.br, tino.merson@gmail.com, renato.sant26@gmail.com)

^{**} Colegiado de Engenharia da Computação, Universidade Federal do Vale do São Francisco - Univasf, BA, (e-mail: jadsonlee.sa@univasf.edu.br)

^{***} Companhia Hidro Elétrica do São Francisco - Chesf, Recife, Brasil, (e-mail: {jbionef, alexcp}@chesf.gov.br)

Abstract: As part of the activities developed in the scope of a R&D+I, the present work visits the concepts of modeling and control of the current loop of a grid-connected voltage source inverter with LC filter. Using the equations of the power processing system in the synchronous reference, the block diagrams of the subsystems and their interconnections are developed, providing a correct understanding of the interactions between the control loops, the decoupling processes, as well as the system simplification steps. Employing classical control concepts, the tuning procedures for the current loop controllers are presented and discussed. Using parameters and configurations of the voltage source inverter present in one of the electrocenters of the Petrolina Reference Center in Solar Energy, computational simulations were conducted, being presented and analyzed results of current injected into the grid, voltages at the connection point, harmonic distortions, active and reactive powers and power factor.

Resumo: Como parte das atividades desenvolvidas no âmbito de um P&D+I, o presente trabalho faz uma visita aos conceitos da modelagem e controle da malha de corrente de um inversor fonte de tensão com filtro LC conectado à rede. Utilizando as equações do sistema de processamento de energia no referencial síncrono, são desenvolvidos os diagramas de blocos dos subsistemas e suas interconexões, propiciando uma correta compreensão das interações entre as malhas de controle, dos processos de desacoplamento, bem como das etapas de simplificação do sistema. Empregando conceitos de controle clássico, são apresentados e discutidos os procedimentos da sintonia dos controladores das malhas de corrente. Utilizando parâmetros e configurações do inversor fonte de tensão presente em um dos eletrocentros do Cresp (Centro de Referência em Energia Solar de Petrolina), foram conduzidas simulações computacionais, sendo apresentados e analisados resultados das correntes injetadas na rede, tensões no ponto de conexão, distorções harmônicas, potências ativa e reativa e fator de potência.

Keywords: Current control; Modeling; Decoupling; Quadrature component; Direct component.

Palavras-chaves: Controle de corrente; Modelagem; Desacoplamento; Componente em quadratura; Componente de eixo direto.

1. INTRODUÇÃO

A conexão de sistemas FV (Fotovoltaicos) à rede elétrica só é possível graças aos inversores que convertem corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA), visto que o efeito fotovoltaico consiste na conversão direta da irradi-

^{*} Os autores agradecem o apoio financeiro da Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL e da Companhia Hidro Elétrica do São Francisco – CHESF por meio do Convênio 22/20 (CVI-I-80.2020.0010.00) no âmbito do Programa de P&D ANEEL.

ância em eletricidade na forma contínua (Mechouma et al., 2012). Esta particularidade é um dos motivos que tem conduzido os inversores a ocuparem um local de destaque dentro das aplicações industriais (Usmani et al., 2017). De maneira genérica, pode-se afirmar que existem duas topologias básicas de inversores que são os inversores fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverters*) e os inversores fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverters*). Nos últimos anos, foi desenvolvida uma nova topologia que

consiste na combinação das duas anteriores, denominada inversores fonte Z (*Z-Source Inverter*) (Peng, 2003).

Devido ao crescimento da geração distribuída, principalmente de origem solar FV, os inversores passaram a desempenhar um papel preponderante no desempenho dos sistemas elétricos de potência. Existem dois tipos de estratégia de controle da saída do sistema de geração FV conectado à rede: controle de corrente e controle de tensão. Deste modo, um aspecto extremamente relevante, do ponto de vista de interligação de sistemas fotovoltaicos, é a adoção de técnicas de controle das correntes dos inversores, fazendo com estes funcionem como uma fonte de potência controlada entre o barramento CC e a rede elétrica da concessionária. Os principais métodos de controle de corrente se dividem em controladores *On/Off* e controladores PWM (*Pulse Width Modulation*), estes por sua vez se dividem em lineares e não lineares (Teodorescu et al., 2011). Os controladores lineares podem ser do tipo PI (Proporcional-Integral) estacionário, PI síncrono, PR (Proporcional-Ressonante) e preditivo *dead beat*, enquanto os controladores não lineares, normalmente empregam lógica *fuzzy* e rede neural. Uma análise de desempenho de controladores foi apresentada em Paikray et al. (2017).

Em Machado et al. (2022) foi realizado o levantamento das equações diferenciais que exprimem a dinâmica de um VSI equipado com filtros de entrada, de saída e conectado à rede. Com a finalidade de contornar as descontinuidades, foi aplicado o conceito de operador de média, resultando em um modelo suave, porém, sem um ponto estático de operação. Aplicando a transformada de Park ao modelo médio no domínio de fases, foi obtido o modelo médio em coordenadas qd , o qual apresenta equações mais simples e proporciona um ponto de equilíbrio estático em condição de regime. Não obstante, foram realizadas apenas análises da operação em malha aberta. Dando continuidade aos desenvolvimentos e assumido que a rede elétrica opera de forma equilibrada, portanto apenas a componente de sequência positiva faz-se presente, este trabalho faz uma visita aos conceitos de modelagem e controle da malha de corrente do VSI utilizando o referencial síncrono. Para tal, o sistema de processamento da energia foi fragmentado em subsistemas, os quais propiciam uma correta compreensão das interações entre as malhas de controle, dos desacoplamentos, das simplificações, bem como dos procedimentos da sintonia dos controladores.

2. SUBSISTEMAS DA ESTRUTURA DE CONTROLE

O sistema de processamento de energia analisado neste trabalho é representado pelo diagrama de blocos exibido na Figura 1, sendo C_{cc} o capacitor do elo CC ou filtro de entrada do inversor, R_f , L_f e C_f formam o filtro LC de saída, enquanto R_r e L_r são os elementos da impedância do equivalente de rede. Omitindo a notação do operador de média $\langle \cdot \rangle_{T_s}$, as equações do modelo médio em coordenadas qd podem ser expressas nas formas:

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{inv-q} \\ i_{inv-d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_f & -\omega L_f \\ \omega L_f & -R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{inv-q} \\ i_{inv-d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{inv-q} - v_{r-q} \\ v_{inv-d} - v_{r-d} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{r-q} \\ v_{r-d} \end{bmatrix} = C_f \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{r-q} \\ v_{r-d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{inv-q} - i_{r-q} \\ i_{inv-d} - i_{r-d} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r-q} \\ i_{r-d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r & -\omega L_r \\ \omega L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r-q} \\ i_{r-d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{r-q} - v_{int-q} \\ v_{r-d} - v_{int-d} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{inv-q} \\ v_{inv-d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_q \\ d_d \end{bmatrix} v_{cc}, \quad (4)$$

as quais correspondem a forma canônica no espaço de estados das correntes de filtro, das tensões terminais do equivalente de rede, das correntes injetadas na rede e das tensões terminais na saída do inversor, respectivamente. O detalhamento matemático de (1)-(4) podem ser consultados em Machado et al. (2022).

Para empregabilidade de técnicas de controle clássico, torna-se conveniente representar o sistema descrito no espaço de estados em diagramas de blocos. A fim de simplificar as representações, presume-se uma condição de operação equilibrada e, objetivando a simplicidade das representações, serão assumidas condições iniciais nulas para as variáveis do sistema.

A partir de (1), aplicando a transformada de Laplace em ambos os lados da igualdade e desenvolvendo as operações matemáticas, tem-se:

$$I_{inv-q}(s) = \frac{-\omega L_f I_{inv-d}(s) - V_{r-q}(s) + V_{inv-q}(s)}{sL_f + R_f} \quad (5)$$

$$I_{inv-d}(s) = \frac{\omega L_f I_{inv-q}(s) - V_{r-d}(s) + V_{inv-d}(s)}{sL_f + R_f}.$$

Expressando (5) em diagramas de blocos, tem-se a representação exibida na Figura 2, a qual torna evidente a dependência das correntes de saída do inversor, relativamente às tensões no PAC (Ponto de Acoplamento Comum), às tensões de polo, aos elementos do filtro, bem como aos acoplamentos das malhas q e d .

A partir de (2), as componentes do eixo em quadratura e do eixo direto das tensões da rede podem ser representadas, respectivamente, nas formas:

$$V_{r-q}(s) = \frac{-\omega C_f V_{r-d}(s) + I_{inv-q}(s) - I_{r-q}(s)}{sC_f} \quad (6)$$

$$V_{r-d}(s) = \frac{-\omega C_f V_{r-q}(s) + I_{inv-d}(s) - I_{r-d}(s)}{sC_f}.$$

Concebendo (6) em diagramas de blocos, tem-se a representação indicada na Figura 3, a qual torna evidente o acoplamento entre as tensões de eixos q e d .

Concatenando os diagramas de blocos exibidos nas Figuras 2 e 3, pode-se obter a representação indicada na Figura 4, cujas entradas são tensões de polo e correntes injetadas na rede, enquanto as tensões no PAC correspondem as saídas.

A partir de (3), pode-se verificar que as correntes injetadas na rede podem ser representadas no domínio s por:

$$I_{r-q}(s) = \frac{-\omega L_r I_{r-d}(s) + V_{r-q}(s) - V_{int-q}(s)}{sL_r + R_r} \quad (7)$$

$$I_{r-d}(s) = \frac{-\omega L_r I_{r-q}(s) + V_{r-d}(s) - V_{int-d}(s)}{sL_r + R_r},$$

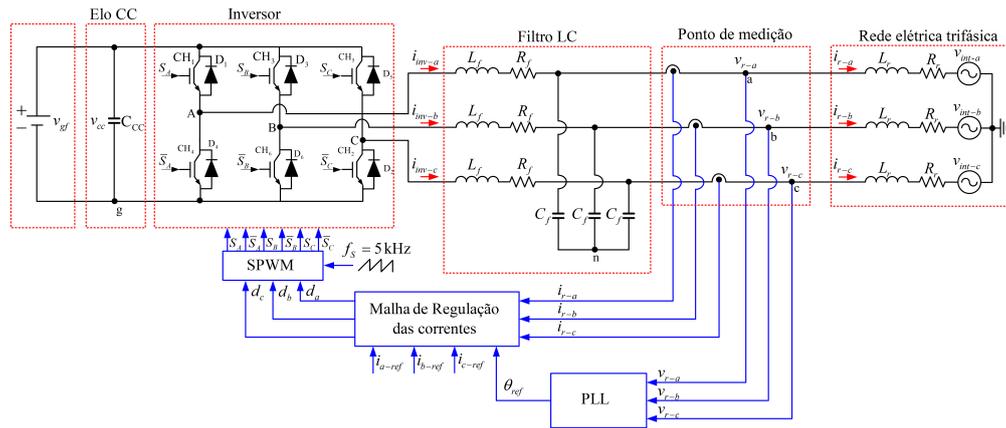


Figura 1. Sistema de controle do VSI com filtro LC conectado a rede.

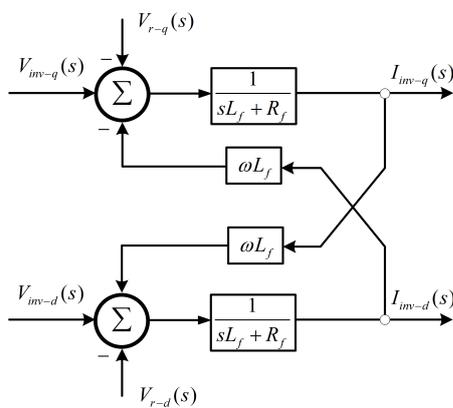


Figura 2. Diagrama de blocos da corrente de saída do inversor em função das tensões.

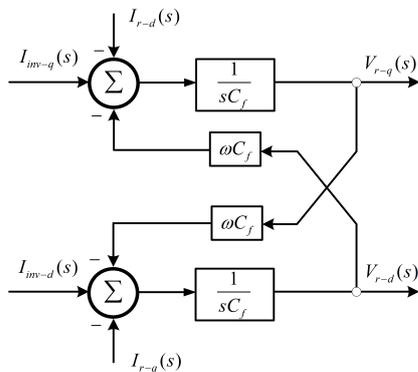


Figura 3. Tensão no PAC em função das correntes na rede.

cuja representação em diagramas de blocos assume a representação indicada na Figura 5.

Com base em (4), as tensões médias de polo são definidas pelo produto entre os ciclos de trabalho, os quais correspondem às variáveis de entrada do sistema, e a tensão do barramento CC do inversor, a qual corresponde a uma variável de estado do sistema. Portanto, as tensões de saída do inversor são caracterizadas por uma função não linear. No entanto, como este trabalho não objetiva investigar a malha de regulação do elo CC, será presumido que a tensão do elo seja constante, a exemplo da mesma ser constituída por um grupo de baterias ou retificadores controlados.

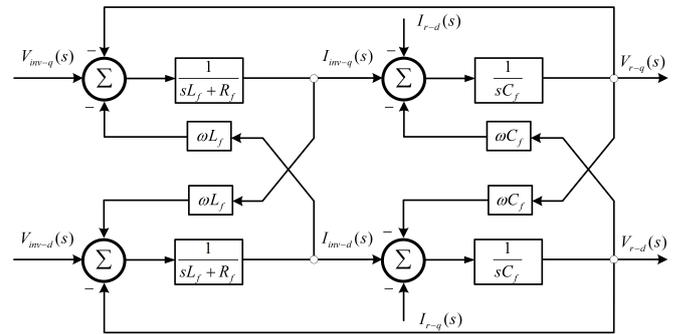


Figura 4. Diagramas de blocos do filtro de saída do inversor.

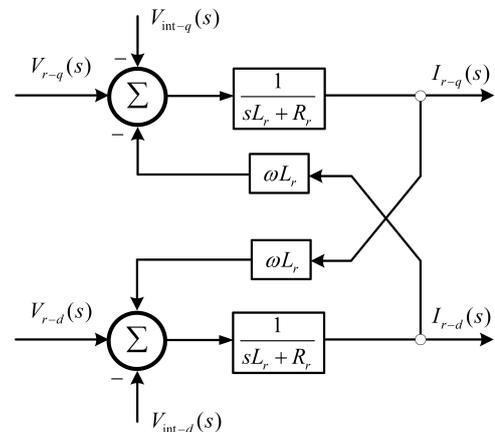


Figura 5. Diagrama de blocos da corrente injetada na rede em função da rede e da tensão no PAC.

Na condição de um elo CC com tensão constante, as componentes *qd* das tensões de saída do inversor podem ser expressas por:

$$\begin{bmatrix} V_{inv-q}(s) \\ V_{inv-d}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_q(s) \\ D_d(s) \end{bmatrix} v_{cc} \quad (8)$$

Expressando os ciclos de trabalho em indicados em (8), a conexão dos diagramas de blocos apresentados nas Figuras 4 e 5, permite obter a representação exibida na Figura 6, a qual caracteriza o modelo médio do inversor representado em coordenadas *qd* síncronas operando em malha aberta. Nessa representação, os ciclos de trabalho e as tensões internas do equivalente de rede são grandezas de entrada,

enquanto, as correntes injetadas na rede são variáveis de saída do sistema, portanto, passíveis de serem controladas. Contudo, na forma apresentada, existem acoplamentos entre as malhas de controle das correntes que, conforme evidenciado em Briz et al. (2000) podem degradar o desempenho do sistema de controle.

2.1 Desacoplamento das Malhas de Controle

O desacoplamento de malhas de controle pode ser realizado de diferentes formas (Garrido et al., 2011). Não obstante, neste trabalho, o desacoplamento entre as malhas das correntes de saída do inversor será realizado por inspeção, conforme abordado em Schauder and Mehta (1993).

Reescrevendo as correntes definidas em (3) de forma mais conveniente ao processo de desacoplamento, tem-se:

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{inv-q} \\ i_{inv-d} \end{bmatrix} = \omega L_f \begin{bmatrix} -i_{inv-d} \\ i_{inv-q} \end{bmatrix} - R_f \begin{bmatrix} i_{inv-q} \\ i_{inv-d} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} v_{inv-q} - v_{r-q} \\ v_{inv-d} - v_{r-d} \end{bmatrix}}_{\Delta_f}. \quad (9)$$

Com o objetivo anular a dependência de i_{inv-q} do termo $-\omega L_f i_{inv-d}$ (elevação de tensão na indutância série do filtro presente na malha do eixo q), bem como a dependência de i_{inv-d} do termo $\omega L_f i_{inv-q}$ (queda de tensão na indutância série do filtro presente na malha do eixo d), a queda de tensão na impedância série do filtro, Δ_f , deve ser controlada de modo que:

$$\begin{aligned} v_{inv-q} - v_{r-q} &= u_{cq} + \omega L_f i_{inv-d} \\ v_{inv-d} - v_{r-d} &= u_{cd} + \omega L_f i_{inv-q}, \end{aligned} \quad (10)$$

sendo u_{cq} e u_{cd} novas variáveis de entrada do sistema.

Substituindo (8) em (10), são definidas as leis de controle das componentes de eixo em quadratura e de eixo direto do ciclo de trabalho do inversor, respectivamente, que permitem realizar o desacoplamento das malhas de corrente, a saber:

$$\begin{aligned} d_q &= \frac{u_{cq} + \omega L_f i_{inv-d} + v_{r-q}}{V_{cc}} \\ d_d &= \frac{u_{cd} - \omega L_f i_{inv-q} + v_{r-d}}{V_{cc}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Transformando (11) para o domínio s , uma representação em diagramas de blocos do sistema responsável por realizar o desacoplamento das malhas de corrente é exibida na Figura 7. Excluindo-se os sinais $U_{cq}(s)$ e $U_{cd}(s)$ que são novas entradas do sistema, os demais sinais são oriundos de realimentações.

Fazendo a conexão em cascata do sistema representado na Figura 7 com o sistema que define a corrente de saída do inversor, retratado na Figura 2, tem-se o diagrama indicado na Figura 8, o qual define as correntes de saída do inversor, tendo-se como entradas os sinais $U_{cq}(s)$ e $U_{cd}(s)$.

Denominando $I_{ref-q}(s)$ e $I_{ref-d}(s)$ de correntes de referência das malhas do eixo q e d , respectivamente, enquanto $C_{iq}(s)$ e $C_{id}(s)$ de controladores de corrente das malhas dos eixos q e d , respectivamente, o sistema que descreve a malha fechada de corrente é exibido na Figura 9. No primeiro momento, o sistema que permite desacoplar as malhas de

corrente dos eixos q e d , aparentemente, torna a malha mais complexa. Não obstante, conforme será tratada na seção 3, o sistema pode ser simplificado significativamente.

3. ANÁLISE DA MALHA DE CORRENTE

Para realizar a sintonia dos controladores das malhas de corrente, torna-se conveniente visitar as equações que definem o sistema exibido na Figura 9. Para o canal do eixo q , tem-se:

$$D_q(s) = \frac{U_{cq}(s) + \omega L_f I_{inv-d}(s) + V_{r-q}(s)}{V_{cc}} \quad (12)$$

$$V_{inv-q}(s) = D_q(s) V_{cc} \quad (13)$$

$$I_{inv-q}(s) = \frac{V_{inv-q}(s) - V_{r-q}(s) - \omega L_f I_{inv-d}(s)}{sL_f + R_f}. \quad (14)$$

Substituindo (12) e (13) em (14), pode-se expressar:

$$\frac{I_{inv-q}(s)}{U_{cq}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f}. \quad (15)$$

De modo análogo, a partir do canal do eixo d ,

$$\frac{I_{inv-d}(s)}{U_{cd}(s)} = \frac{1}{sL_f + R_f}. \quad (16)$$

Portanto, após o desacoplamento das componentes dos eixos q e d , as malhas de corrente das componentes de eixo em quadratura e direto correspondem a um sistema de primeira ordem, do tipo:

$$G_i(s) \triangleq \frac{K_i}{1 + sT_i}, \quad (17)$$

em que,

$$K_i = \frac{1}{R_f} \quad (18)$$

$$T_i = \frac{L_f}{R_f}, \quad (19)$$

sendo K_i ganho e T_i a constante de tempo de malha aberta.

Após o desacoplamento dos canais q e d , observa-se uma expressiva simplificação e simetria do sistema em malha aberta. Em condições de malha fechada, ambas podem ser representadas pela forma indicada na Figura 10, com $j \in \{q, d\}$. Segundo os princípios de controle clássico, uma vez que a planta a ser controlada corresponde a um sistema de primeira ordem sem integrador, é recomendável que $C_i(s)$ seja um controlador do tipo PI, a fim de assegurar erro nulo no rastreamento ao degrau.

3.1 Sintonia do Controlador

Por se tratar de um sistema de primeira ordem, controladores PI são suficientes para garantir um bom desempenho da planta. A função de transferência desses controladores pode ser expressa de diferentes formas, entre elas:

$$C_i(s) = \frac{K_{PI} (1 + sT_{PI})}{sT_{PI}}. \quad (20)$$

Sendo, K_{PI} o ganho proporcional e T_{PI} a constante de tempo do controlador.

A partir da malha de controle exibida na Figura 10, a FTMF (Função de Transferência de Malha Fechada), pode ser expressa por:

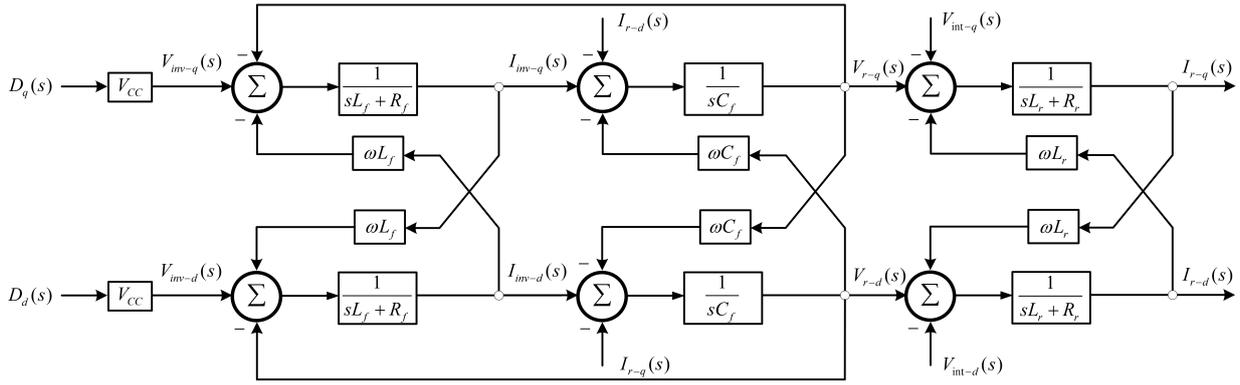


Figura 6. Diagrama de blocos da corrente injetada na rede em função da rede e da tensão no PAC.

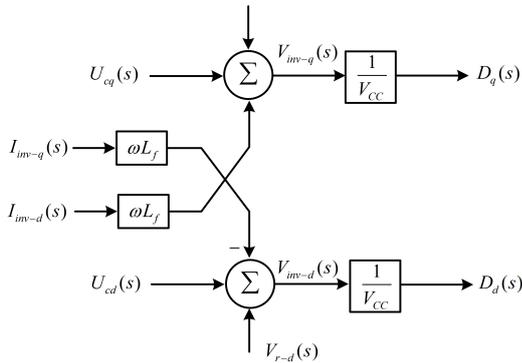


Figura 7. Sistema responsável por desacoplar as malhas de corrente dos eixos q e d.

$$G_{ic}(s) \triangleq \frac{G_i(s)}{1 + G_i(s)C_i(s)} = \frac{\frac{K_i K_{PI}}{T_i T_{PI}} (T_{PI}s + 1)}{s^2 + \left(\frac{1 + K_i K_{PI}}{T_i}\right)s + \frac{K_i K_{PI}}{T_i T_{PI}}} \quad (21)$$

Uma vez que os zeros do denominador correspondem aos polos da função de transferência em malha fechada, os parâmetros do controlador podem ser calculados de modo a estabelecer a dinâmica desejada na saída do sistema, por exemplo, utilizando o método de alocação de polos.

Expressando o denominador de $G_{ic}(s)$ na forma padrão de um sistema de segunda ordem, tem-se:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (22)$$

Sendo, ω_n e ξ a frequência natural e a fração de amortecimento, respectivamente, as quais são assumidas como parâmetros de projeto do sistema de controle.

A partir da congruência polinomial dos denominadores de $G_{ic}(s)$, verifica-se que:

$$\omega_n^2 = \frac{K_i K_{PI}}{T_i T_{PI}} \quad (23)$$

$$\xi = \frac{1 + K_i K_{PI}}{2\omega_n T_i} \quad (24)$$

Solucionando as equações nas variáveis T_{PI} e K_{PI} , tem-se:

$$T_{PI} = \frac{2\xi\omega_n T_i - 1}{\omega_n^2 T_i} \quad (25)$$

$$K_{PI} = \frac{2\xi\omega_n T_i - 1}{K_i} \quad (26)$$

A partir de (23), (24) e (25), a FTMF pode ser expressa na forma:

$$G_{ic}(s) = \frac{\omega_n^2 \left(\frac{2\xi\omega_n T_i - 1}{\omega_n^2 T_i} s + 1 \right)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\left(2\xi\omega_n - \frac{1}{T_i} \right) s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (27)$$

Um bom desempenho dinâmico dos sistemas de controle, geralmente, é alcançado adotando $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (Ogata, 2003). Contudo, a fim de reduzir os sobressinais observados na resposta ao degrau da malha de corrente foi utilizado $\zeta = 1,3$. No que tange à frequência natural, ω_n , ela pode ser selecionada com base premissa de que, quanto maior a frequência de cruzamento de ganho unitário da FTMA (Função de Transferência de Malha Aberta), ω_{ci} , melhor será a resposta transitória do sistema em malha fechada. Contudo, como o limite teórico é $\omega_{ci} \leq \frac{1}{2}\omega_s$, sendo ω_s a frequência angular da portadora do modulador PWM (Tan and Middlebrook, 1995), torna-se conveniente estabelecer uma relação entre ω_n e ω_s .

Expressando a FTMA em função dos parâmetros de projeto, é possível obter:

$$FTMA(s) = \frac{\left(2\xi\omega_n - \frac{1}{T_i} \right) s + \omega_n^2}{s^2 + \frac{1}{T_i}s} \quad (28)$$

Avaliando o módulo da FTMA(s) na frequência de cruzamento de ganho unitário, tem-se:

$$|FTMA(s)|_{s=j\omega_{ci}} = \sqrt{\frac{\left(2\xi\omega_n - \frac{1}{T_i} \right) j\omega_{ci} + \omega_n^2}{(j\omega_{ci})^2 + \frac{1}{T_i}j\omega_{ci}}} = 1 \quad (29)$$

Solucionando em ω_n , tem-se:

$$\omega_n = \frac{\omega_{ci} \left(\sqrt{4T_i^2 \xi^2 \omega_{ci}^2 + T_i^2 + 4\xi^2} + 2\xi \right)}{T_i (4\xi^2 \omega_{ci}^2 + 1)} \quad (30)$$

Adotando $\omega_{ci} = \frac{2}{5}\omega_s$, com $\omega_s = 2\pi f_s$, para $f_s = 5$ kHz (frequência de chaveamento do inversor), tem-se $f_{ci} = \frac{\omega_{ci}}{2\pi} = 2$ kHz e $\omega_n = 4,84 \cdot 10^3$ rad/s. Logo, os parâmetros obtidos para o controlador PI foram $T_{PI} = 53,72$ ms e $K_{PI} = 1,51$.

A resposta em frequência da FTMA das componentes I_q e I_d , bem como a resposta ao degrau da malha de controle são exibidas nas Figuras 11 e 12, respectivamente. O sobressinal observado foi de 9,0%, enquanto o tempo de acomodação foi de 1,2 ms, para uma tolerância de 2%.

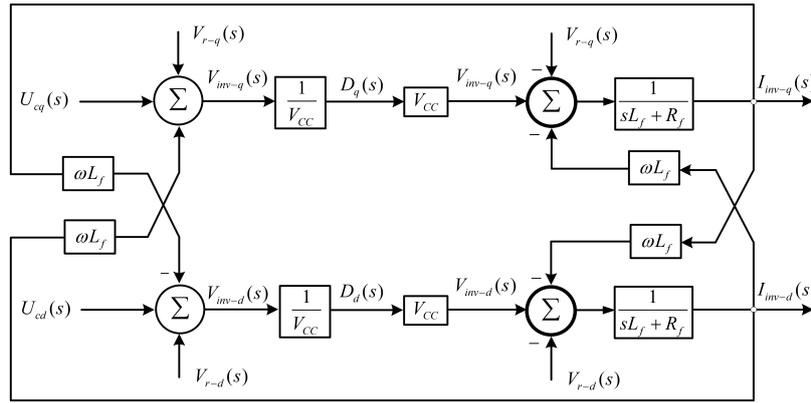


Figura 8. Formação do desacoplamento da malha de corrente do VSI.

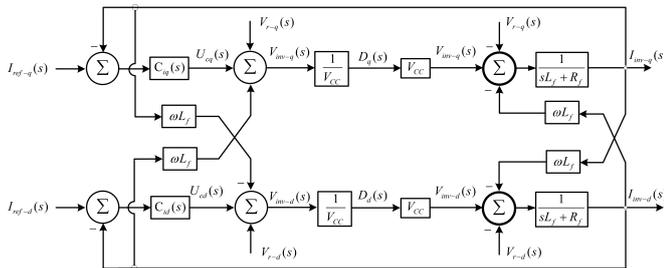


Figura 9. Malha de corrente com sistema de desacoplamento.

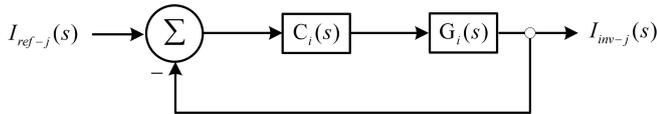
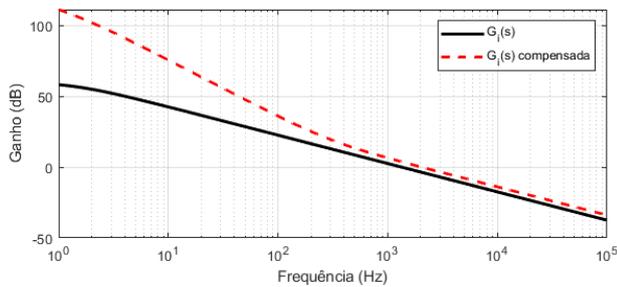
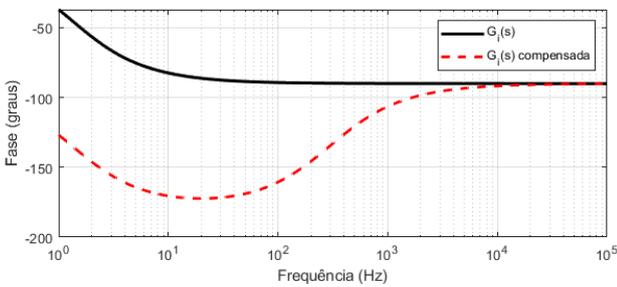


Figura 10. Malha de controle das componentes I_q e I_d .



(a)



(b)

Figura 11. Resposta em frequência da FTMA das componentes I_q e I_d . (a) Ganho. (b) Fase.

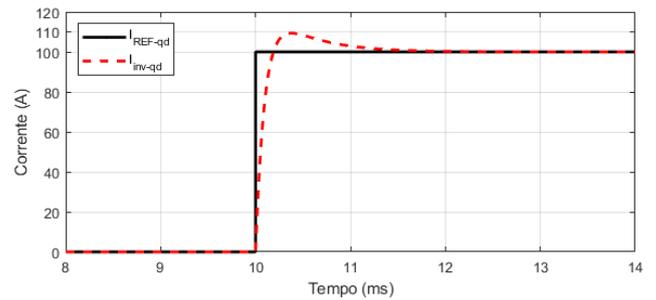


Figura 12. Resposta ao degrau da malha de corrente.

4. SIMULAÇÕES E ANÁLISES DOS RESULTADOS

Para realizar a simulação do sistema exibido na Figura 1, foi utilizado o *software* MATLAB/Simulink e o método de integração trapezoidal com passo de solução de $1 \mu s$. Os parâmetros utilizados na simulação são exibidos na Tabela 1, sendo os valores dos elementos do filtro LC de saída (C_f , L_f), da tensão do elo CC (V_{cc}), bem como da frequência de chaveamento (f_c) característicos dos VSI presentes nos eletrocentros do Cresp. Embora os valores dos parâmetros R_r e L_r sejam uma especificidade da rede local, na ausência destes, foram utilizados valores reportados de Ahmed et al. (2007).

Tabela 1. Parâmetros utilizados na simulação do sistema de processamento de energia.

Parâmetros dos modelos	Valor
C_f	200 μF em delta
L_f	120 μH por fase
R_f	50 $m\Omega$ por fase
L_r	150 μH
R_r	1 $m\Omega$
v_{int-a}	310 V de pico
v_{gff}	700 V
f	60 Hz
f_c	5 kHz

Na Figura 13(a) são exibidas as componentes de referência da malha de corrente de eixo direto, I_{ref-d} , e eixo em quadratura, I_{ref-q} , bem como as respectivas componentes das correntes injetadas no PAC I_{r-d} e I_{r-q} . Os resultados permitem inferir que a resposta da componente de eixo direto atende ao rastreamento da corrente de referência e que as características dinâmicas estão de acordo com as

especificações adotadas durante o projeto do controlador. Contudo, por ser proporcional a potência reativa injetada na rede, a componente I_{r-q} não rastreia a referência nula, pois o sistema de processamento da energia está fornecendo potência reativa à rede. O comportamento das correntes em coordenadas de fase são expressas na Figura 13(b), sendo possível inferir uma dinâmica semelhante àquela observada pela componente de eixo em quadratura, dada a sua dominância.

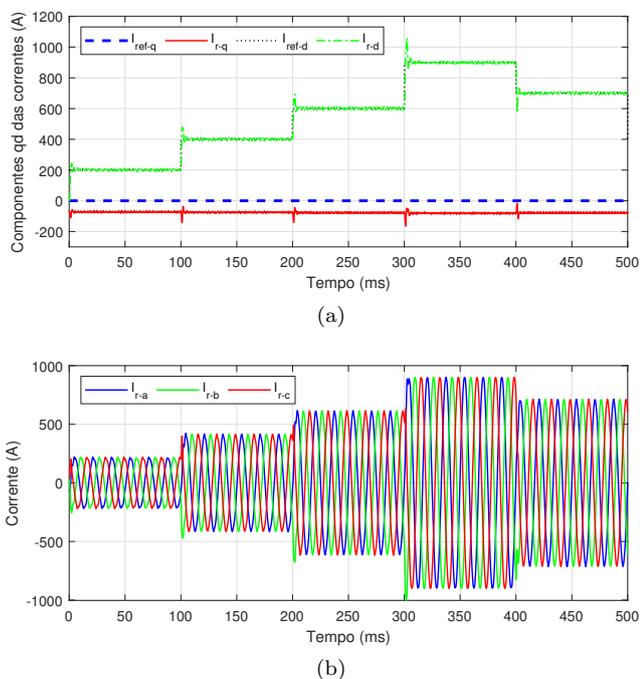


Figura 13. Correntes injetadas na rede. (a) Componentes de eixo direto e quadratura. (b) Componentes em coordenadas de fase.

Com base nos resultados exibidos na Figura 14, a componente em quadratura da tensão no PAC apresenta valor próximo de zero, excetuando-se a presença de pequenas perturbações, quando das alterações nas correntes das referências injetadas na rede. As alterações supracitadas também afetam a componente de eixo de direto da tensão, contudo, o sinal permanece estável para os diferentes níveis de perturbação. Tais resultados sugerem uma correta operação da malha de captura de fase e uma boa capacidade de rejeição de distúrbios do sistema de controle. De modo geral, quanto maior a intensidade da corrente injetada na rede, maiores são os níveis de tensão observados no PAC, isso porque a diferença de potencial entre a tensão no PAC e do equivalente de rede deve atender à injeção de corrente.

A DHT (Distorção Harmônica Total) dos sinais de corrente injetados na rede e das tensões no PAC, para as correntes de referências indicadas na Figura 13(a), são apresentadas na Figura 15. As transições de estado são acompanhadas por uma DHT que não reflete os resultados exibidos nas Figuras 13(b) e 14(b), contudo, para fins da análise da qualidade da energia entregue à rede, apenas as condições de regime são de interesse. Entre aquelas obtidas, o caso mais severo acontece quando $I_{ref-d} = 200$ A, sendo a DHT média de corrente de 3,0% e de tensão de 1,9%.

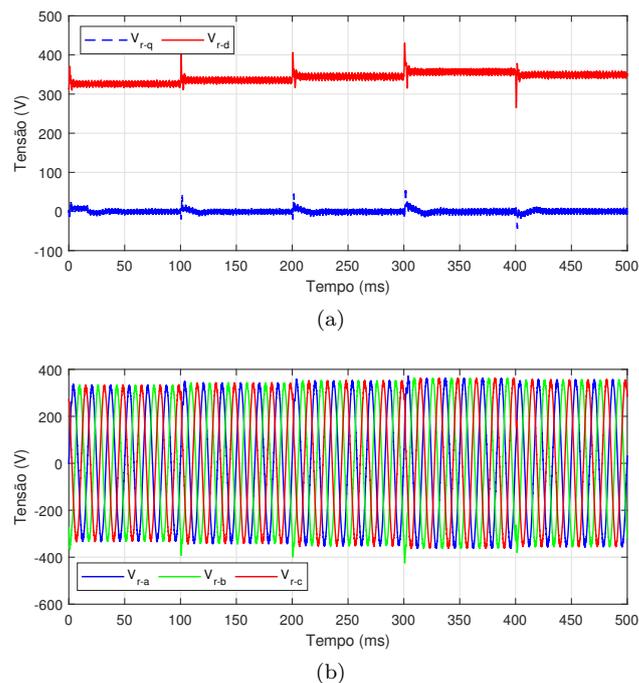


Figura 14. Tensões no PAC. (a) Componentes de eixo direto e quadratura. (b) Componentes em coordenadas de fase.

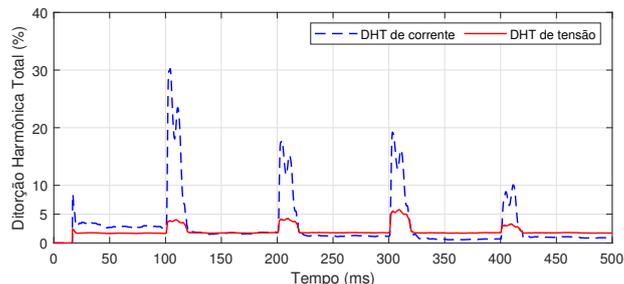


Figura 15. Distorção harmônica total da tensão no PAC e da corrente injetada na rede.

Na Figura 16(a) são exibidos os comportamentos das potências ativa e reativa injetadas no PAC. Por serem proporcionais às componentes de eixo direto e quadratura das correntes injetadas na rede, respectivamente, as regulações das potências podem ser realizadas pelo ajuste das respectivas correntes de referências. A potência reativa injetada na rede não é exatamente nula, o que justifica um fator de potência elevado, mas não exatamente unitário, conforme se verifica na Figura 16(b). Para assim o fazê-lo, I_{ref-q} deve ser ajustada de modo a compensar a potência reativa absorvida pela rede.

5. CONCLUSÃO

A partir do modelo no espaço de estados de um VSI com filtro LC integrado a rede e no referencial síncrono, foram desenvolvidos os diagramas de blocos que mostram a interação dos subsistemas do processamento de energia, o acoplamento entre as malhas de controle de corrente. Os diagramas de blocos apresentados transparecem a na-

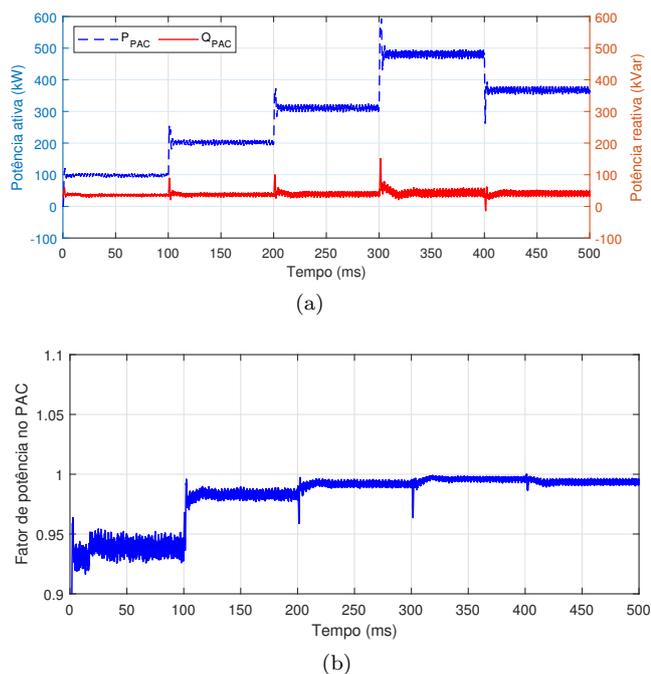


Figura 16. Potências injetadas e fator de potência no PAC. (a) Potências ativa e reativa. (b) Fator de potência.

tureza em cascata dos subsistemas e, ao mesmo tempo, facilita o entendimento da natureza da malha de corrente.

Realizando uma visita a um método clássico de desacoplamento, foi apresentado o desacoplamento das componentes de eixo direto e quadratura das correntes injetadas na rede, permitindo estabelecer um sistema de primeira ordem para a malha corrente. Definida a planta, foi apresentado um processo de sintonia do controlador PI, de modo que a planta atendesse às restrições impostas pela frequência de operação do modulador PWM, bem como satisfizesse certos índices de desempenho no domínio do tempo.

A partir do comportamento das correntes injetadas no PAC, observou-se que as malhas das componentes q e d proporcionaram um bom rastreamento das referências e atendem a natureza da dinâmica especificada durante o projeto, sugerindo que os modelos estavam devidamente representados. As correntes apresentaram baixo conteúdo harmônico indicando que, para os parâmetros adotados na simulação, o VSI equipado com filtro LC atende as normas vigentes, uma vez que apresenta DHT inferior a 3%.

Presumindo uma malha de captura de fase com erro nulo, as tensões observadas no PAC operam sob condição de orientação de campo, corroborando com o valor nulo observado para a componente de eixo em quadratura da tensão. Um pouco melhor que as correntes, a DHT das tensões mostrou-se inferior a 2,5% para os diferentes níveis de corrente injetadas na rede. Não obstante, ressalta-se que a entrada do lado CC do conversor foi uma fonte de tensão constante, portanto, contribuindo positivamente para a redução da DHT de corrente e de tensão.

As potências ativa e reativa injetadas no PAC podem ser controladas, respectivamente, pelas componentes de eixo direto e quadratura das correntes de referência injetadas na rede. Compensando a potência reativa absorvida pela

rede, o fator de potência no PAC pode ser mantido unitário para as diferentes condições de operação ou, a depender da parametrização realizada no inversor, a potência reativa de saída pode ser regulada de modo a auxiliar a rede na manutenção dos níveis de tensão.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à CHESF e à ANEEL pelo apoio financeiro. Aos revisores pelo enriquecimento técnico das avaliações.

REFERÊNCIAS

- Ahmed, K., Finney, S., and Williams, B. (2007). Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation. In *2007 Compatibility in Power Electronics*, 1–9.
- Briz, F., Degner, M., and Lorenz, R. (2000). Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3), 817–825.
- Garrido, J., Vázquez, F., Morilla, F., and Hägglund, T. (2011). Practical advantages of inverted decoupling. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 225(7), 977–992.
- Machado, E.P., Costa, E.B.C., Pinto, A.C., Sá, J.S., Prates, R.M., Ramos, R.P., Silva, W.P., Costa, F.B., de Melo Filho, J.B., and Pereira, A.C. (2022). Princípios da Modelagem de um Inversor Trifásico com Filtro LC Conectado à Rede. *IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos-SBSE, Santa Maria - RS*.
- Mechouma, R., Azoui, B., and Chaabane, M. (2012). Three-phase grid connected inverter for photovoltaic systems, a review. In *2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, 37–42. IEEE.
- Ogata, K. (2003). *Engenharia de Controle Moderno*. Prentice Hall, São Paulo, 4 edition.
- Paikray, P., Swain, S.C., Dash, R., and Panda, P. (2017). A review on current control techniques for inverter for three phase grid connected renewable sources. In *Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 1–6. IEEE.
- Peng, F.Z. (2003). Z-source inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, 39(2), 504–510.
- Schauder, C. and Mehta, H. (1993). Vector analysis and control of advanced static var compensators. In *IEE Proceedings C-Generation, Transmission and Distribution*, volume 140, 299–306. IET.
- Tan, F. and Middlebrook, R. (1995). A unified model for current-programmed converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(4), 397–408.
- Teodorescu, R., Liserre, M., and Rodriguez, P. (2011). *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons.
- Usmani, A.A., Shahrukh, M., and Mustafa, A. (2017). Comparison of different three phase inverter topologies: A review. In *2017 International Conference on Innovations in Electrical, Electronics, Instrumentation and Media Technology (ICEEIMT)*, 19–24. IEEE.