

AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO DLQR APLICADA A UM VSI COM FILTRO DE SAÍDA LC

ADEILSON DA SILVA BORGES RIBEIRO*, IGOR DIAS NETO DE SOUZA†, ANDREI DE OLIVEIRA ALMEIDA*, MARCELO DE CASTRO FERNANDES*, PEDRO GOMES BARBOSA*, PEDRO MACHADO DE ALMEIDA*

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

*†Universidade Federal de Ouro Preto
Campus João Monlevade, MG, Brasil*

Emails: adeilson.ribeiro@engenharia.ufjf.br, igor.souza@ufop.edu.br,
andrei.almeida@engenharia.ufjf.br, marcelo.castro@engenharia.ufjf.br,
pedro.gomes@ufjf.edu.br, pedro.machado@engenharia.ufjf.br

Abstract— This work presents a systematic optimal control design applied to a voltage source inverter with LC output filter. Resonant controllers are tuned to frequencies up to 13th harmonic component to reject disturbances caused by nonlinear loads. The DLQR algorithm is used to place the system close-loop poles due to its good transient response, stability margins and easy design. The implementation of all control system is performed using Texas Instruments digital signal processor DSP TMS320F28335. Results from experimental setup regarding voltage regulation are used to illustrate and validate the proposed approach.

Keywords— Voltage control, optimal linear quadratic regulator, digital control, resonant controller, pole-placement, voltage source inverter.

Resumo— O presente trabalho apresenta um método de projeto de controle ótimo e sistemático aplicado a um inversor fonte de tensão com filtro de saída LC. Controladores ressonantes sintonizados para frequências até a 13^a componente harmônica são incluídos para rejeitar os distúrbios provenientes de cargas não lineares. O algoritmo DLQR é utilizado para alocar os polos de malha fechada devido à sua boa resposta transitória, margens de estabilidade e fácil projeto. A implementação de todo o controle é feita no processador de sinais digitais DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*. Resultados experimentais obtidos com um protótipo são utilizados para ilustrar e validar o projeto de controle.

Palavras-chave— Controle de tensão, regulador quadrático linear ótimo, controle digital, controlador ressonante, alocação de polos, inversor fonte de tensão.

1 Introdução

A topologia do inversor fonte de tensão (do inglês, *voltage source inverter*) (VSI) com filtro de saída LC, tem sido comumente utilizada em diferentes aplicações como fontes de alimentação ininterruptas (do inglês, *uninterruptible power supplies*) (UPS) (Ryan et al., 1997; Loh and Holmes, 2005; Li, 2009; Guerrero et al., 2008), micro-redes CA (Li et al., 2005; He and Li, 2011; Li et al., 2004; Wang et al., 2014), e outras fontes de potência de alta performance. Na maioria das aplicações deve-se gerar tensões trifásicas estáveis com formas de onda de alta qualidade (Wang et al., 2017). Baseado nesse contexto, outro sistema amplamente usado é chamado de conversor formador de rede (do inglês, *grid-former converter*) (GFC). Este consiste de um *link* CC, um VSI e um filtro de saída LC (Kandil et al., 2015), como ilustrado na Fig. 1.

Nesse caso, o GFC deve ser capaz de gerar uma tensão de saída senoidal de alta qualidade, independentemente da potência e da forma de onda de corrente demandada pela carga local. Visando regular a tensão, diversas estraté-

gias de controle têm sido desenvolvidas e aplicadas. Dentre elas, pode-se citar um controlador proporcional-integral (PI) convencional (Modesto et al., 2013), proporcional-ressonante (PR) (Loh et al., 2003), etc. Entretanto, o controlador PI não tem rastreamento perfeito quando se trata de referências senoidais e também tem baixa rejeição a distúrbios de mesma natureza (Yazdani and Iravani, 2010). Por outro lado, no caso de aplicações em formadores de rede, um conjunto de controladores ressonantes devem ser utilizados para garantir o rastreamento assintótico da referência e a rejeição de distúrbios harmônicos em frequências específicas de acordo com a carga (Liserre et al., 2006). Projetar múltiplos controladores ressonantes não é uma tarefa fácil (Almeida et al., 2015). Mesmo quando métodos de projeto clássicos, como o diagrama de Bode, são usados. Embora haja facilidade na conexão paralela de diversos ressonantes, sempre que um compensador ressonante é incluído, a estabilidade e a margem de fase devem ser reavaliadas. Muitas vezes, após a inclusão de um modo ressonante, o sistema de controle deve ser reprojetoado (Yepes et al., 2011; Bojoi et al., 2008). Por outro lado,

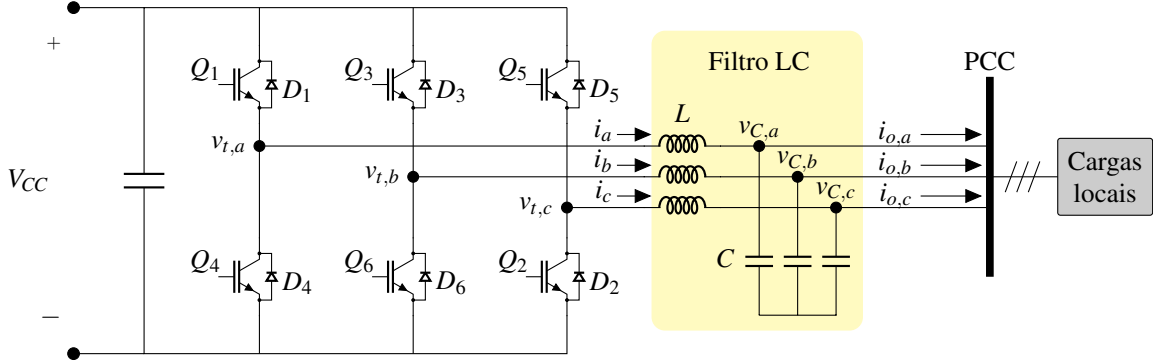


Figura 1: Inversor trifásico com filtro de saída LC.

técnicas de espaço de estados (do inglês, *state space*) (SS) têm sido extensivamente usadas em diferentes campos. A abordagem em SS permite um projeto sistemático e, teoricamente, livre escolha da dinâmica do sistema através da alocação de polos arbitrária, desde que o sistema seja controlável (Ogata and Yang, 2002).

No contexto de controle em SS, o projeto utilizando reguladores quadráticos lineares discretos (do inglês, *discrete linear quadratic regulators*) (DLQRs) aplicados a um GFC será investigado neste trabalho. O LQR lida com a otimização de um índice de performance ou uma função custo (Olalla et al., 2009). Portanto, o projetista pode atribuir pesos maiores aos estados e entradas considerados mais importantes (Leung et al., 1991; Leung et al., 1993). A grande vantagem de utilização da técnica SS DLQR é que o projeto é sistemático, independentemente do número de módulos ressonantes incluídos, aliado ao fato de que poucos parâmetros devem ser escolhidos pelo projetista (Montagner et al., 2011).

O presente trabalho está organizado da seguinte forma: Na seção 2 está descrita a modelagem matemática do VSI com filtro LC, bem como a modelagem do atraso da planta. Na seção 3, apresentam-se os modelos dos controladores utilizados e a inclusão dos mesmos ao sistema. Já na seção 4 estão as matrizes utilizadas no algoritmo DLQR, para obter os ganhos dos controladores, e também estão os resultados experimentais obtidos. A seção 5 apresenta as conclusões.

2 Modelagem do filtro LC de saída

Para a modelagem matemática do circuito da Fig. 1, considera-se a carga local modelada como uma fonte de corrente independente i_o . Assim, pode-se escrever as seguintes equações diferenciais nas coordenadas abc para a corrente nos indutores

$$\begin{cases} \frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{v_{C,a}(t)}{L} + \frac{v_{t,a}(t)}{L} \\ \frac{di_b(t)}{dt} = -\frac{v_{C,b}(t)}{L} + \frac{v_{t,b}(t)}{L} \\ \frac{di_c(t)}{dt} = -\frac{v_{C,c}(t)}{L} + \frac{v_{t,c}(t)}{L} \end{cases}, \quad (1)$$

e também para a tensão dos capacitores

$$\begin{cases} \frac{dv_{C,a}(t)}{dt} = \frac{i_a(t)}{C} - \frac{i_{o,a}(t)}{C} \\ \frac{dv_{C,b}(t)}{dt} = \frac{i_b(t)}{C} - \frac{i_{o,b}(t)}{C} \\ \frac{dv_{C,c}(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} - \frac{i_{o,c}(t)}{C} \end{cases}, \quad (2)$$

onde i_{abc} são as correntes trifásicas através dos indutores; $v_{C,abc}$ são as tensões trifásicas sobre os capacitores de saída; $v_{t,abc}$ são as tensões trifásicas médias instantâneas nos terminais de saída do VSI e $i_{o,abc}$ são as correntes trifásicas das cargas conectadas ao ponto de acoplamento comum (do inglês, *point of common coupling*) (PCC).

Utilizando a notação de vetor espacial (Yazdani and Iravani, 2010), pode-se reescrever o sistema de equações (1) na forma compacta:

$$\frac{d\vec{\mathbf{i}}}{dt} = -\frac{\vec{\mathbf{v}}_C}{L} + \frac{\vec{\mathbf{v}}_t}{L}, \quad (3)$$

onde $\vec{\mathbf{i}}$, $\vec{\mathbf{v}}_C$ e $\vec{\mathbf{v}}_t$ são os fasores espaciais da corrente nos indutores, da tensão nos capacitores e da tensão nos terminais do inversor.

O mesmo procedimento é feito para o sistema (2), resultando em:

$$\frac{d\vec{\mathbf{v}}_C}{dt} = \frac{\vec{\mathbf{i}}}{C} - \frac{\vec{\mathbf{i}}_o}{C}, \quad (4)$$

onde $\vec{\mathbf{i}}_o$ é o fasor espacial da corrente que flui para as cargas locais.

As equações (3) e (4) podem ser decompostas em um sistema estacionário de coordenadas ortogonais $\alpha\beta 0$. Como o sistema é trifásico a três fios, as equações se reduzem a duas componentes

$$\frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{\vec{v}_{C,\alpha\beta}}{L} + \frac{\vec{v}_{t,\alpha\beta}}{L} \quad (5)$$

e

$$\frac{d\vec{v}_{C,\alpha\beta}}{dt} = \frac{\vec{i}_{\alpha\beta}}{C} - \frac{\vec{i}_{o,\alpha\beta}}{C}, \quad (6)$$

onde $\vec{i}_{\alpha\beta} = (i_\alpha + ji_\beta)$, $\vec{v}_{C,\alpha\beta} = (v_{C,\alpha} + jv_{C,\beta})$, $\vec{v}_{t,\alpha\beta} = (v_{t,\alpha} + jv_{t,\beta})$ e $\vec{i}_{o,\alpha\beta} = (i_{o,\alpha} + ji_{o,\beta})$ são os fasores espaciais da corrente dos indutores, da tensão dos capacitores, da tensão nos terminais de saída do VSI e da corrente que flui para as cargas no plano $\alpha\beta 0$, respectivamente.

Devido ao fato de não haver acoplamento entre as componentes α e β , as equações (5) e (6) podem ser reescritas como dois sistemas independentes no espaço de estados dado por:

$$\frac{d\mathbf{x}_k}{dt} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k v_{t,k} + \mathbf{B}_{o,k} i_{o,k}, \quad (7)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k &= \begin{bmatrix} i_k \\ v_{C,k} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_k &= \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{o,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \end{bmatrix} \text{ e} \\ \mathbf{C}_k &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (8)$$

sendo $k \in \{\alpha, \beta\}$.

Um atraso de tempo é incluído no sistema em espaço de estados para modelar o tempo de processamento. O modelo de espaço de estados resultante possui três estados para cada eixo. Sendo a corrente no indutor, tensão no capacitor e o sinal de controle atrasado. Então, discretizando o sistema (7) utilizando o método ZOH e incluindo o atraso de processamento, o sistema discreto em espaço de estados é descrito por (Moudgalya, 2007)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_k(n+1) \\ \phi(n) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{z,k} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k(n) \\ \phi(n-1) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{z,k} \phi(n), \quad (9)$$

ou ainda,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_k(n+1) \\ \phi(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1,k} & \mathbf{B}_{1,k} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k(n) \\ \phi(n-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{0,k} \\ 1 \end{bmatrix} \phi(n), \quad (10)$$

onde

$$\mathbf{A}_{1,k} = e^{\mathbf{A}_k T_s}, \quad (11)$$

$$\mathbf{B}_{1,k} = e^{\mathbf{A}_k(T_s-D)} \int_0^D e^{\mathbf{A}_k t} \mathbf{B}_k dt \quad (12)$$

e

$$\mathbf{B}_{0,k} = \int_0^{T_s-D} e^{\mathbf{A}_k t} \mathbf{B}_k dt, \quad (13)$$

onde T_s é o período de amostragem e D é o tempo de atraso. A matriz de saída do sistema discretizado é dada por:

$$\mathbf{C}_{z,k} = [\mathbf{C}_k \quad 0]. \quad (14)$$

3 Estratégia de controle

Devido às dinâmicas desacopladas, é possível projetar uma lei de controle somente para o eixo α e utilizar a mesma para o eixo β sem ajustes.

A realimentação dos estados da planta não é suficiente para alcançar o erro de estado estacionário nulo e rejeitar os distúrbios causados pelas cargas não lineares e desbalanceadas. Portanto, de acordo com o princípio do modelo interno (Aström and Murray, 2010), controladores ressonantes ajustados para a frequência do sinal a ser seguido ou rejeitado devem ser incluídos.

Os controladores ressonantes podem ser representados no espaço de estados através das seguintes matrizes (Vaccaro, 1995)

$$\mathbf{A}_{dh} = \begin{bmatrix} 2 \cos(\omega_h T_s) & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{B}_{dh} = \begin{bmatrix} 2 \cos(\omega_h T_s) \\ -1 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

onde ω_h é a frequência de ressonância de cada harmônica a ser compensada.

No caso sob estudo, as dinâmicas adicionais acima mencionadas são incluídas através dos controladores ressonantes digitais ajustados para as seguintes componentes harmônicas: fundamental, 3ª, 5ª, 7ª, 9ª, 11ª e 13ª, como mostrado na Fig. 2. O controlador ressonante nas terceiras harmônicas foram incluídos para compensar os desbalanços de carga.

Consequentemente, 14 estados adicionais, dois para cada módulo ressonante, foram incluídos visando obter baixa distorção harmônica total (THD) na tensão de saída.

Com a inclusão dos módulos ressonantes, o sistema em espaço de estados aumentado é representado pelas seguintes matrizes (Vaccaro, 1995):

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{aum} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{z,k} & \mathbf{0}_{3 \times 14} \\ -\mathbf{B}_d \mathbf{C}_{z,k} & \mathbf{A}_d \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{aum} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{z,k} \\ \mathbf{0}_{14 \times 1} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{B}_{r,aum} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{1}_{14 \times 1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

em que as matrizes $\mathbf{A}_d$ e $\mathbf{B}_d$ são dadas por

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{d1} & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{A}_{d13} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d1} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{d13} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Para otimizar a alocação dos polos do sistema aumentado, a técnica DLQR é usada. Esta metodologia possui boas margens de estabilidade e possibilita alcançar boas respostas transitórias com

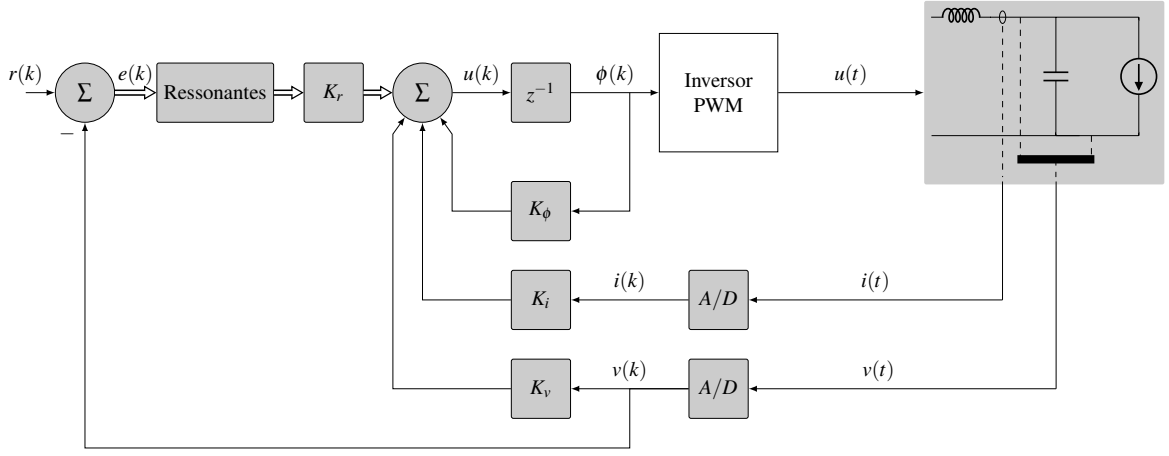


Figura 2: Diagrama de blocos do sistema de controle.

esforço de controle reduzido, de acordo com os pesos escolhidos para formar a função custo. Para projeto dos controladores, deve-se escolher as matrizes $\mathbf{Q}$ e $\mathbf{R}$. Sendo que a escolha é feita de forma heurística, ou seja, atribui-se diferentes pesos aos estados desejados até alcançar uma boa resposta dinâmica (Dupont et al., 2011).

4 Resultados experimentais

A carga local do sistema GFC utilizada para realização do experimento é mostrada na Fig. 3.

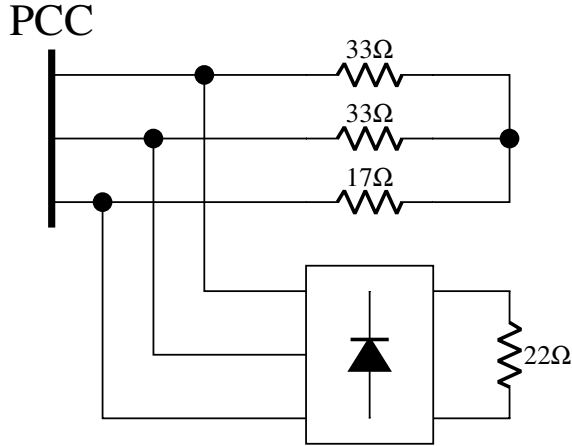


Figura 3: Carga local utilizada no experimento.

A rede elétrica foi utilizada nos terminais de entrada de um retificador não-controlado para alimentar o barramento CC do VSI.

O controle apresentado na seção anterior, cujos valores dos parâmetros do sistema são apresentados na Tabela 1, foi implementado usando o processador digital DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*, embarcado na placa de desenvolvimento *eZdspTM F28335* da *SpectrumDigital*.

Para obter os ganhos de controle, foi utilizada uma matriz quadrada definida positiva $\mathbf{Q}$, em que

Tabela 1: Parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Indutância do filtro LC (L)	175 μH
Capacitância do filtro LC (C)	85 μF
Frequência de chaveamento (f_{sw})	20 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	20 kHz
Tensão de pico de saída	100 V
Atraso (D)	50 μs
Tensão do barramento CC (V_{CC})	311 V

os seus termos são dados por:

$$\begin{cases} q_{i,j} = 0, & \text{para } i \neq j, \\ q_{i,j} = 1 \times 10^{-5}, & \text{para } i = j \text{ e } i \leq 3 \\ q_{i,j} = 10, & \text{para } i = j \text{ e } 4 \leq i \leq 17. \end{cases} \quad (18)$$

E a matriz $\mathbf{R}$ é dada por:

$$\mathbf{R} = 1 \times 10^5 \quad (19)$$

Os ganhos obtidos utilizando o algoritmo DLQR são:

$$\mathbf{K}' = \begin{bmatrix} 0,719263422787650 \\ 1,076510215474605 \\ 0,195437050671171 \\ 0,533469269075546 \\ 0,525420237245858 \\ 0,179296841208868 \\ 0,171156274099857 \\ 0,131928648913657 \\ 0,128145036720337 \\ 0,096260078869214 \\ 0,097420266462116 \\ 0,067156824680678 \\ 0,072177502854197 \\ 0,046147838641091 \\ 0,053768831125949 \\ 0,032255629992610 \\ 0,041447878987057 \end{bmatrix} \quad (20)$$

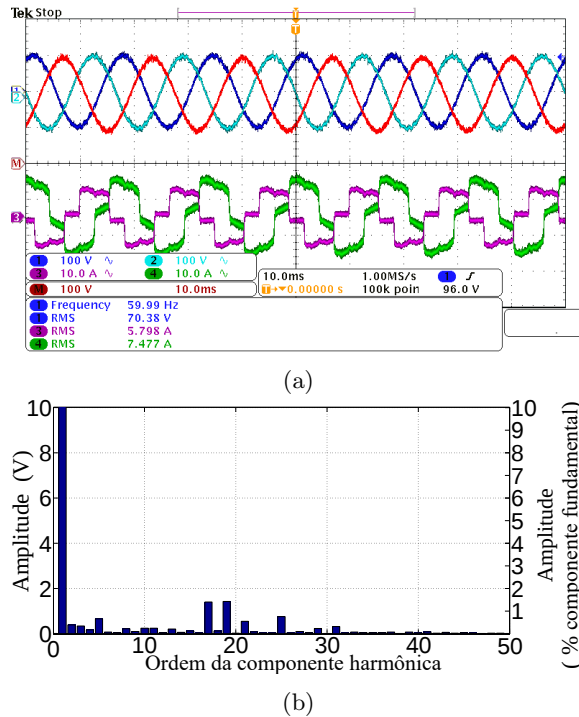


Figura 4: Tensão de saída trifásica sob cargas não lineares e desbalanceadas. (a) Forma de onda. (b) Espectro harmônico da tensão, THD = 2,481%.

Para avaliar a efetividade do controle proposto, um protótipo experimental em pequena escala foi desenvolvido baseado no sistema em estudo. A Fig. 4a mostra as formas de onda das tensões trifásicas e correntes de saída de duas fases quando uma carga não linear e desbalanceada é conectada à saída do conversor. Analisando o espectro harmônico de tensão, mostrado na Fig. 4b pode-se notar de forma clara que as componentes harmônicas nas quais os controladores ressonantes foram incluídos são reduzidas a baixos níveis. Além disso, a THD da tensão é mantida abaixo dos limites aceitáveis.

5 Conclusões

O presente trabalho mostrou um método de projeto de controle eficiente e sistemático, no qual os polos do sistema são alocados de forma ótima. A técnica de projeto DLQR se mostra menos dispendiosa em relação aos compensadores ressonantes em paralelo projetados através de funções de transferência, uma vez que os ganhos são calculados de forma ótima de um só vez. No projeto clássico, em que os ganhos de cada módulo ressonante é calculado separadamente, deve-se avaliar as margens de estabilidade a cada módulo incluído e muitas vezes o projeto deve ser refeito.

Os resultados experimentais obtidos mostram que o controle consegue seguir a referência senoidal e rejeitar distúrbios gerados pela carga não

linear e desbalanceada. A Fig. 4b corrobora com as conclusões prévias. Por fim, é possível concluir que o método de controle utilizado permite a inclusão de novos compensadores de maneira sistemática e a alocação dos polos de malha fechada é simples e ótima.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer ao CNPq Proc. 404927/2013-0, CAPES e FAPEMIG pelas bolsas e pelo suporte para este trabalho. E principalmente à Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) pelo espaço concedido para realização do presente trabalho.

Referências

- Almeida, P. M., Barbosa, P. G., Oliveira, J. G., Duarte, J. L. and Ribeiro, P. F. (2015). Digital proportional multi-resonant current controller for improving grid-connected photovoltaic systems, *Renewable Energy* **76**: 662–669.
- Aström, K. J. and Murray, R. M. (2010). *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*, Princeton university press.
- Bojoi, R., Limongi, L., Ruiu, D. and Tenconi, A. (2008). Frequency-domain analysis of resonant current controllers for active power conditioners, *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, IEEE, pp. 3141–3148.
- Dupont, F. H., Montagner, V. F., Pinheiro, J. R., Pinheiro, H., Oliveira, S. V. G. and Peres, A. (2011). Comparison of digital lqr techniques for dc-dc boost converters with large load range, *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, IEEE, pp. 925–928.
- Guerrero, J. M., Hang, L. and Uceda, J. (2008). Control of distributed uninterruptible power supply systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **55**(8): 2845–2859.
- He, J. and Li, Y. W. (2011). Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation, *IEEE Transactions on Industry Applications* **47**(6): 2525–2538.
- Kandil, S., Farag, H. E., Hilaire, L. S. and Janssen, E. (2015). A power quality monitor system for quantifying the effects of photovoltaic penetration on the grid, *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2015 IEEE 28th Canadian Conference on*, IEEE, pp. 237–241.

- Leung, F. F., Tam, P. K.-S. and Li, C. (1993). An improved lqr-based controller for switching dc-dc converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **40**(5): 521–528.
- Leung, F. H., Tam, P. K. and Li, C. (1991). The control of switching dc-dc converters—a general lwr problem, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **38**(1): 65–71.
- Li, Y., Vilathgamuwa, D. M. and Loh, P. C. (2004). Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system, *IEEE Transactions on power electronics* **19**(5): 1195–1204.
- Li, Y., Vilathgamuwa, D. M. and Loh, P. C. (2005). Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator, *IEEE Transactions on Industry Applications* **41**(6): 1707–1719.
- Li, Y. W. (2009). Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with *lc* filters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56**(5): 1511–1521.
- Liserre, M., Teodorescu, R. and Blaabjerg, F. (2006). Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame, *IEEE Transactions on power electronics* **21**(3): 836–841.
- Loh, P. C. and Holmes, D. G. (2005). Analysis of multiloop control strategies for *lc/cl/lcl*-filtered voltage-source and current-source inverters, *IEEE Transactions on Industry Applications* **41**(2): 644–654.
- Loh, P. C., Newman, M. J., Zmood, D. N. and Holmes, D. G. (2003). A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems, *IEEE Transactions on Power Electronics* **18**(5): 1176–1185.
- Modesto, R. A., Barriviera, R., da Silva, S. A. O. and Oliveira, A. A. (2013). A simplified strategy used to control the output voltage and the input current of a single-phase line-interactive ups system, *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, IEEE, pp. 420–426.
- Montagner, V. F., Maccari, L. A., Dupont, F. H. and Pinheiro, H. (2011). A dlqr designed by means of a genetic algorithm for dc-dc boost converters, *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, IEEE, pp. 74–78.
- Moudgalya, K. M. (2007). *Digital control*, Wiley Online Library.
- Ogata, K. and Yang, Y. (2002). *Modern control engineering*, Vol. 4, Prentice hall India.
- Olalla, C., Leyva, R., El Aroudi, A. and Queinnec, I. (2009). Robust lqr control for pwm converters: An lmi approach, *IEEE Transactions on industrial electronics* **56**(7): 2548–2558.
- Ryan, M. J., Brumsickle, W. E. and Lorenz, R. D. (1997). Control topology options for single-phase ups inverters, *IEEE Transactions on Industry Applications* **33**(2): 493–501.
- Vaccaro, R. J. (1995). *Digital Control*, McGraw-Hill College.
- Wang, X., Blaabjerg, F. and Chen, Z. (2014). Autonomous control of inverter-interfaced distributed generation units for harmonic current filtering and resonance damping in an islanded microgrid, *IEEE Transactions on Industry Applications* **50**(1): 452–461.
- Wang, X., Loh, P. C. and Blaabjerg, F. (2017). Stability analysis and controller synthesis for single-loop voltage-controlled vvis, *IEEE Transactions on Power Electronics* **32**(9): 7394–7404.
- Yazdani, A. and Iravani, R. (2010). *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*, John Wiley & Sons.
- Yepes, A. G., Freijedo, F. D., López, Ó. and Doval-Gandoy, J. (2011). Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58**(11): 5231–5250.