

# Controle de Inversor Trifásico Conectado à Rede Elétrica com Filtros LCL

D. O. Cardoso\*, F. F. Costa\*, J. J. de O. Neto† e L. Martinez\*

\*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE  
Universidade Federal da Bahia, Salvador, Brasil

†Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PROEE  
Universidade Federal de Sergipe, Aracaju, Brasil  
Email: diego.cardoso@ufba.br

**Resumo**—Este trabalho aborda estratégias de controle para conexão do inversor trifásico à rede elétrica, com filtros LCL. Três métodos diferentes de controle são estudados: dq convencional, PI multivariável e otimizado. Buscando injetar potências independentes, foi possível verificar que o desacoplamento dos eixos de referência não é alcançado quando utilizada a estratégia convencional. Esse objetivo é atingido com o controle PI multivariável, tendo utilizado um modelo simplificado do sistema. O método baseado em otimização se mostrou superior aos outros considerados, conseguindo-se o objetivo proposto, utilizando-se modelos não-paramétricos do sistema.

**Palavras - Chaves** – Filtros LCL, conexão à rede elétrica, métodos de controle, desacoplamento de eixos de referência e amortecimento.

## I. INTRODUÇÃO

Com o rápido desenvolvimento das tecnologias relacionadas à energia renovável, os inversores de potência, com correntes de entrada reguladas, tem sido amplamente utilizados em sistemas interligados à rede elétrica, como por exemplo, aplicações de energia fotovoltaica [1], filtros de potência [2], [3], acionamentos elétricos [4] e sistemas de transmissão em corrente contínua [5].

Na maioria das aplicações do inversor de potência, a conexão com a rede elétrica é feita por meio de filtros, geralmente L ou LCL, que são responsáveis pela atenuação dos harmônicos gerados. Devido ao baixo custo e maior capacidade de atenuação dos harmônicos, os filtros LCL são preferidos quando comparados com os filtros L [6].

Independente da aplicação e do filtro utilizado, faz-se necessária uma estratégia de controle capaz de regular a corrente na saída do inversor. Diversas abordagens são descritas para o controle com filtro L [7], [8]. Entretanto, para o controle baseado em filtros LCL, existem estratégias bastantes específicas e restritas. Uma abordagem simplificada é fazer o negligenciamento da dinâmica dos capacitores e tratar o projeto de controle como o de um filtro L. Porém, como o caso real se trata de sistema de terceira ordem, os filtros LCL podem resultar em uma dinâmica oscilatória e/ou instável, caso o sistema em malha fechada não seja devidamente amortecido [6]. A solução desse problema é feita por meio de estratégias de amortecimento do sistema.

Dentre as estratégias de amortecimento, a *Passive Damping* (PD) [9], [10] e a *Active Damping* (AD) [11], [12] englobam a maioria dos métodos de controle. A estratégia PD é baseada na adição de um elemento resistivo no filtro LCL, permitindo a dissipação de energia, reduzindo o fenômeno de ressonância. Na estratégia PD é realizado o monitoramento de um número maior de variáveis do sistema, fazendo com que pontos principais de ressonância sejam amortecidos, garantindo a estabilidade do sistema em malha fechada. Essas estratégias, no entanto, não consideram o problema do acoplamento dos eixos de referência.

Os métodos de controle dq convencional e PI multivariável utilizam modelos simplificados do sistema, juntamente com a estratégia de amortecimento PD. No método otimizado, busca-se a solução para o acoplamento sem a necessidade de estratégias extras de amortecimento [6]. Esse método tem como base a modelagem não-paramétrica das funções de transferências de malha aberta do sistema e a compara com funções de transferências desejadas. Resolvendo um problema de otimização restrito, as constantes dos controladores são determinados.

## II. MÉTODOS DE CONTROLE PARA CONEXÃO DO INVERSOR À REDE ELÉTRICA

### A. Descrição do Problema a ser Abordado

Negligenciando a dinâmica dos capacitores, a estrutura apresentada na Fig. 1 pode ser descrita por meio da seguinte equação:

$$v_{t,abc} = R_t i_{t,abc} + L_t \frac{di_{t,abc}}{dt} + v_{g,abc} \quad (1)$$

em que  $v_{t,abc}$  e  $v_{g,abc}$  são as tensões trifásicas na saída do inversor e na rede, respectivamente. Além disso,  $i_{t,abc}$  representa as correntes injetadas, desprezando os capacitores.  $R_t$  e  $L_t$  representam as somas das resistências e indutâncias do lado do inversor e da rede, respectivamente.

Considerando-se o ângulo de fase de  $v_{g,abc}$ , a equação (1) é desenvolvida no domínio dq. Dessa forma, pode-se chegar:

$$v_{t,dq} = R_t i_{t,dq} + L_t \frac{di_{t,dq}}{dt} + jw_n L_t i_{t,dq} + v_{g,dq} \quad (2)$$

onde  $w_n$  representa a frequência angular do sistema.

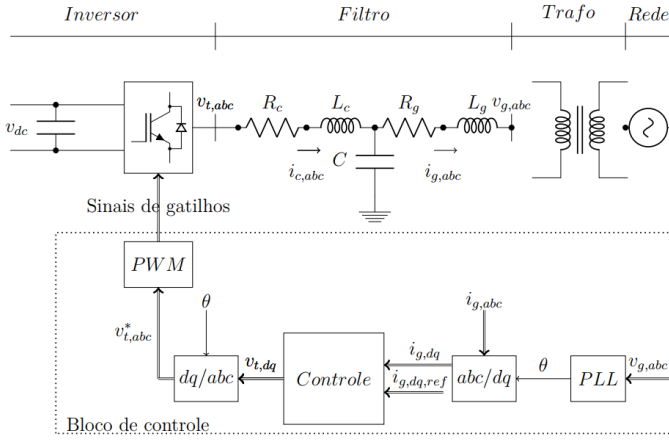


Fig. 1. Estrutura do inversor com filtro LCL conectado à rede. Adaptada de [6]

Separando-se os termos reais e imaginários da equação (2), tem-se as equações:

$$v_{t,d} + w_n L_t \dot{i}_{t,q} - v_{g,d} = R_t \dot{i}_{t,d} + L_t \frac{di_{t,d}}{dt} \quad (3)$$

$$v_{t,q} - w_n L_t \dot{i}_{t,d} - v_{g,q} = R_t \dot{i}_{t,q} + L_t \frac{di_{t,q}}{dt} \quad (4)$$

Em (3) e (4) são mostradas as relações entre os sinais de controle e as correntes em cada eixo de referência. Observa-se em cada equação o surgimento de um termo mútuo, comprovando o acoplamento. Projetando-se controladores apropriados é possível conseguir um sistema, em malha fechada, no qual esses termos de acoplamento sejam eliminados.

### B. Controle dq Convencional

Adotando-se as equações (3) e (4), é definida uma estratégia de controle para a tensão do inversor, de modo a se obter um controle desacoplado das correntes  $i_{t,d}$  e  $i_{t,q}$ . Este controle é expresso pelas seguintes equações:

$$v_{t,d} = u_{c,d} - L_t w_n \dot{i}_{t,q} + v_{g,d} \quad (5)$$

$$v_{t,q} = u_{c,q} + L_t w_n \dot{i}_{t,d} + v_{g,q} \quad (6)$$

em que  $u_{c,d}$  e  $u_{c,q}$  são sinais de controle dos eixos d e q, respectivamente.

Substituindo  $v_{t,d}$  e  $v_{t,q}$  nas equações (5) e (6), respectivamente, o sistema base é desacoplado e representado como:

$$\begin{pmatrix} u_{c,d} \\ u_{c,q} \end{pmatrix} = L_t \begin{pmatrix} \frac{di_{t,d}}{dt} \\ \frac{di_{t,q}}{dt} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_t & 0 \\ 0 & R_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{t,d} \\ i_{t,q} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Assim sendo, a função de transferência do sistema desacoplado é definido conforme a equação:

$$G_s(s) = \frac{K_s}{1 + sT_s} \quad (8)$$

em que  $K_s = 1/R_t$  e  $T_s = L_t/R_t$ .

Observa-se que a relação de  $i_{t,d}$  e  $i_{t,q}$  com os sinais de controle  $u_{c,d}$  e  $u_{c,q}$  é definida por meio de uma simples função de transferência de primeira ordem. Dessa forma, as regras de controle de (5) e (6) são completadas com a definição dos sinais de *feedback* e controladores PI de primeira ordem [13]. A estrutura de controle pode ser visualizada na Fig. 2.

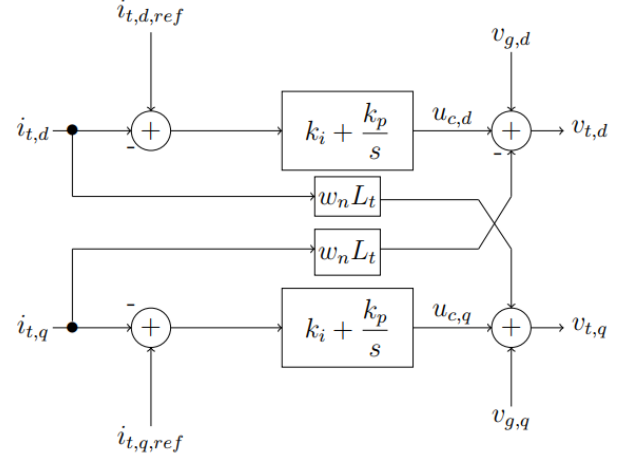


Fig. 2. Diagrama estrutural do controle dq convencional. Adaptada de [13]

### C. Controle PI Multivariável

Desenvolvendo-se a equação (2) no domínio de Laplace, tem-se:

$$V_{t,dq}(s) = R_t I_{t,dq}(s) + L_t s I_{t,dq}(s) + j w_n L_t I_{t,dq}(s) + V_{g,dq}(s) \quad (9)$$

Como a tensão  $V_{g,dq}$  é fixa e imposta pela rede, pode-se adicioná-la à saída do controlador como sinal de *feedforward*, para eliminar seu efeito. Dessa forma, subtraindo o termo  $V_{g,dq}$  da equação (9), é possível definir uma função de transferência complexa do sistema. Essa função relaciona  $I_{t,dq}$  com  $(V_{t,dq} - V_{g,dq})$  e é definida como:

$$G_s(s) = \frac{K_s}{1 + (s + j w_n) T_s} \quad (10)$$

em que  $K_s = 1/R_t$  e  $T_s = L_t/R_t$ .

De acordo com [7] o bloco *Pulsewidth Modulation (PWM)* pode ser modelado conforme a equação:

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{1 + s T_{pE}} \quad (11)$$

em que  $T_{pE}$  representa o valor médio dos atrasos causados pelo conversor PWM, dispositivos de medições, etc.

Considerando-se as modelagens feitas, o sistema, em malha aberta, pode ser descrito conforme a equação:

$$G_o(s) = G_R(s) \left( \frac{1}{1 + s T_{pE}} \right) \left( \frac{K_s}{1 + (s + j w_n) T_s} \right) \quad (12)$$

em que  $G_R(s)$  representa o controlador PI multivariável.

Buscando-se obter uma função sem o termo complexo,  $G_R(s)$  é descrita como:

$$G_R(s) = \frac{1 + (s + jw_n)T_s}{sT_i} \quad (13)$$

Logo, a função  $G_o(s)$  passa a ser descrita da seguinte maneira:

$$G_o(s) = \frac{K_s}{sT_i(1 + sT_{pE})} \quad (14)$$

$G_o(s)$  é simplificada e não contém o termo de acoplamento dos eixos. O termo remanescente  $T_i$  é o parâmetro a ser projetado e pode ser calculado usando o critério de margem de fase, por exemplo.

O projeto do controlador PI multivariável, descrito em (13), é composto por termos reais e imaginários. Separando-se esses termos, tem-se:

$$Y_d + jY_q = \left( \frac{1 + sT_s}{sT_i} + j \frac{w_n T_s}{sT_i} \right) (I_{\epsilon,d} + jI_{\epsilon,q}) \quad (15)$$

Assim sendo,

$$Y_d = \frac{1 + sT_s}{sT_i} I_{\epsilon,d} - \frac{w_n T_s}{sT_i} I_{\epsilon,q} \quad (16)$$

$$Y_q = \frac{1 + sT_s}{sT_i} I_{\epsilon,q} + \frac{w_n T_s}{sT_i} I_{\epsilon,d} \quad (17)$$

em que  $Y_d$  e  $Y_q$  são as saídas, nos eixos d e q, do controlador PI multivariável;

Na Fig. 3 é possível visualizar o diagrama estrutural do controlador PI multivariável.

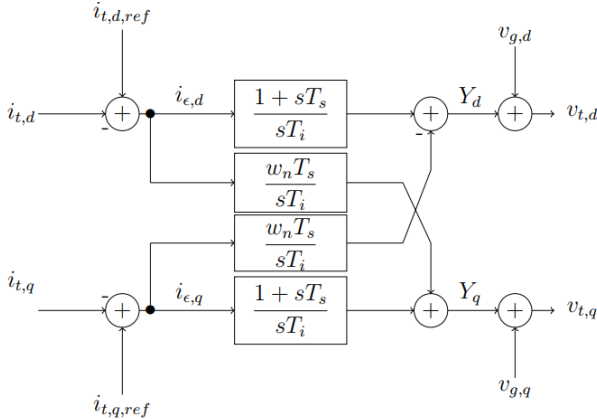


Fig. 3. Diagrama estrutural do controlador PI multivariável com o sinal *feedforward* de tensão. Adaptada de [8]

#### D. Controle Otimizado

De acordo com [8], o modelo não-paramétrico do sistema é representado por uma matriz de transferência, dada por:

$$\begin{pmatrix} I_{g,d} \\ I_{g,q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{t,d} \\ V_{t,q} \end{pmatrix} \quad (18)$$

Para alcançar o modelo, pode-se, por exemplo, excitar o sistema através da aplicação de uma Sequência Binária Pseudoaleatória (PRBS) [14]. No sistema, apresentado na Fig. 1, excita-se  $v_{t,d}$  com o PRBS e as funções de transferências  $\mathbf{G}_{11}$  e  $\mathbf{G}_{21}$  são encontradas. Para a identificação de  $\mathbf{G}_{12}$  e  $\mathbf{G}_{22}$  o sistema é excitado com  $v_{t,q}$ , e o processo é similar.

$$\mathbf{G}_{11} = \frac{\mathcal{F}(i_{g,d})}{\mathcal{F}(v_{t,d})} \quad (19)$$

$$\mathbf{G}_{21} = \frac{\mathcal{F}(i_{g,q})}{\mathcal{F}(v_{t,d})} \quad (20)$$

em que  $\mathcal{F}$  é a transformada de Fourier.

Para a identificação do sistema, recomenda-se que  $v_{t,d}$  e  $v_{t,q}$  tornem os valores das correntes iguais a zero, em regime estacionário e, posteriormente o PRBS é sobreposto a uma das entradas. Outro ponto importante é a seleção da amplitude do PRBS, que deve ser grande suficiente para excitar o sistema, sem violar os limites de operações [7].

O sistema apresenta duas saídas,  $i_{g,d}$  e  $i_{g,q}$ , que são controladas por  $v_{t,d}$  e  $v_{t,q}$ , respectivamente. Um modelo típico de controle multivariável pode ser observado na Fig. 4 [8].

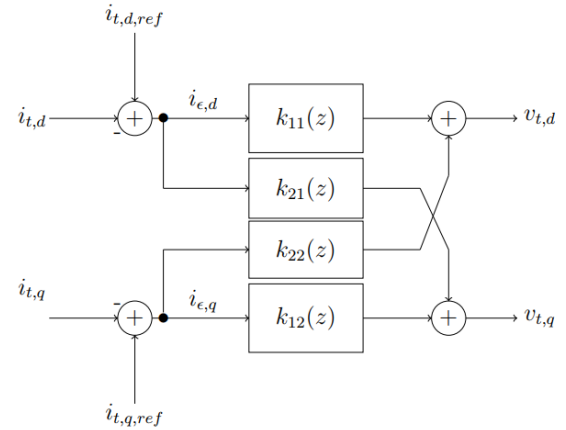


Fig. 4. Estrutura do controlador otimizado para o sistema apresentado na Figura 1. Adaptada de [6]

No projeto convencional de controle vetorial baseado em filtro L, os controladores PI são utilizados, uma vez que nesses sistemas existem apenas um polo dominante, que pode ser facilmente compensado com o zero do controlador. Nos sistemas baseados em filtro LCL, entretanto, essa mesma abordagem não é eficiente, já que, nesses sistemas existem mais polos. Assim, se for utilizado o controlador PI, nem todos os polos existentes podem ser compensados, requerendo alguma estratégia de amortecimento. Dessa forma, para o controle do inversor baseado em filtros LCL, será utilizado o controlador  $K$ . Esse controlador de alta ordem é capaz de compensar todos os polos existentes no sistema, sem necessitar de estratégias extras de amortecimento [6].

$$\mathbf{K}(z,\rho) = \frac{\rho_1 + \rho_2 z^{-1} + \rho_3 z^{-2} + \rho_4 z^{-3} + \rho_5 z^{-4} + \rho_6 z^{-5}}{1 - z^{-1}} \quad (21)$$

em que  $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_6$  são as constantes do controlador no domínio discreto.

A matriz de transferência de malha aberta do sistema é uma função dependente dos parâmetros  $\rho = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_{23}, \rho_{24}]$ . A estrutura dessa matriz é definida da seguinte maneira:

$$\mathbf{L}(jw, \rho) = \mathbf{G}(jw, \rho)\mathbf{K}(jw, \rho) = \begin{pmatrix} \mathbf{L}_{11} & \mathbf{L}_{12} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_{22} \end{pmatrix} \quad (22)$$

O projeto do controlador otimizado é definido minimizando-se a segunda norma do erro entre a matriz  $\mathbf{L}(jw, \rho)$  e uma matriz do sistema em malha aberta desejada  $\mathbf{L}_D(jw)$ . Dessa forma, o projeto do controlador consiste na solução do problema de otimização definido na seguinte equação [15]:

$$\min_{\rho} \|\mathbf{L}(\rho) - \mathbf{L}_D\|^2 \quad (23)$$

Neste problema de otimização, observa-se que a definição da matriz  $L_D$  é de extrema importância. Sendo o desacoplamento dos eixos um dos objetivos principais do controlador, a matriz de transferência do sistema em malha aberta desejada é definida da seguinte maneira [6]:

$$L_D = \begin{pmatrix} \mathbf{L}_{D1} & 0 \\ 0 & \mathbf{L}_{D2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{w_c}{s} & 0 \\ 0 & \frac{w_c}{s} \end{pmatrix} \quad (24)$$

A matriz  $\mathbf{L}_D$  garante o desacoplamento desejado do sistema, enquanto que o desempenho dinâmico de cada eixo é definido pela escolha de  $w_c$ . Para garantir a robustez do controlador, a função de sensibilidade dos elementos diagonais,  $S = 1/(1 + \mathbf{L}_{qg})$  pode ser modelada usando  $|\mathbf{W}\mathbf{1}(jw)S(jw)| \leq 1$ , onde  $\mathbf{W}\mathbf{1}(jw)$  é um filtro de ponderação [16]. Uma aproximação convexa desta condição pode ser representada pelas seguintes restrições lineares [15]:

$$|\mathbf{W}\mathbf{1}(jw)[1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw, \rho)] - \text{Re}\{[1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw)][1 + \mathbf{L}_{qg}(jw)]\}| < 0 \quad (25)$$

$\forall w \in \mathbb{R}$  e  $q = 1, 2$ .

A solução do problema de otimização descrito em (23), com a restrição apresentada em (25), garante um sistema desacoplado e com rastreamento da referência. Para garantir a estabilidade, em malha fechada, de um sistema multivariável, assumindo o modelo não-paramétrico de  $\mathbf{G}(s)$ , deve-se assumir a próxima restrição, assegurando o critério de estabilidade de Nyquist [15].

$$\mathbf{r}_q(w, \rho) - \frac{\text{Re}\{[1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw)][1 + \mathbf{L}_{qg}(jw)]\}}{|1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw)|} < 0 \quad (26)$$

$\forall w \in \mathbb{R}$  e  $q = 1, 2$ .

Em (26),  $\mathbf{r}_1(w, \rho)$  e  $\mathbf{r}_2(w, \rho)$  são definidos de acordo com as equações:

$$\mathbf{r}_1(w, \rho) = |\mathbf{L}_{21}(jw, \rho)| \quad (27)$$

$$\mathbf{r}_2(w, \rho) = |\mathbf{L}_{12}(jw, \rho)| \quad (28)$$

Considerando-se as restrições definidas em (25) e (26), o problema de otimização é definido da seguinte maneira:

$$\min_{\rho} \|\mathbf{L}(\rho) - \mathbf{L}_D\|^2$$

sujeito à

$$|\mathbf{W}\mathbf{1}(jw)[1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw, \rho)] - \text{Re}\{[1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw)][1 + \mathbf{L}_{qg}(jw)]\}| < 0$$

e

$$\mathbf{r}_q(w, \rho) - \frac{\text{Re}\{[1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw)][1 + \mathbf{L}_{qg}(jw)]\}}{|1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw)|} < 0$$

$\forall w \in \mathbb{R}$  e  $q = 1, 2$ .

Esse problema inclui um número infinito de restrições e um número finito de variáveis e é conhecido como problema de programação semi-infinito, possuindo uma solução difícil. Uma solução prática para esse tipo de problema é negligenciar as frequências acima de uma dada frequência máxima, no qual o ganho da matriz de transferência em malha fechada é próximo a zero. Em sistemas em tempo discreto, a frequência máxima é escolhida como a frequência de Nyquist. Dessa forma, o intervalo de frequência adotado corresponde a  $[0 w_{max}]$ . Com a escolha de  $w_{max}$ , o problema de otimização passa a ser definido como um problema de Programação Semi-Definido (SPD), e podem ser resolvidos utilizando solucionadores padrão de SPD, como por exemplo, SeDuMI [17], utilizado nesse trabalho.

Fazendo a escolha de  $N$  frequências linearmente espaçadas no intervalo  $[0 w_{max}] \in \mathbb{R}$ , a função objetivo quadrática é aproximada por meio da equação (29) [8]. Essa aproximação garante uma função objetivo convexa [15].

$$\min_{\rho} \|\mathbf{L}(\rho) - \mathbf{L}_D\|^2 = \min_{\rho} \sum_w \|\mathbf{L}(jw, \rho) - \mathbf{L}_D(jw)\|_F \quad (29)$$

em que  $\|\cdot\|_F$  é a norma de Froberius.

Com (25), (26) e (29), o projeto do controlador otimizado é definido solucionando a seguinte otimização:

$$\min_{\rho} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{L}(jw_k, \rho) - \mathbf{L}_D(jw_k)\|_F$$

sujeito à

$$|\mathbf{W}\mathbf{1}(jw_k)[1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw_k, \rho)] - \text{Re}\{[1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw_k)][1 + \mathbf{L}_{qg}(jw_k)]\}| < 0$$

e

$$\mathbf{r}_q(jw_k, \rho) - \frac{\text{Re}\{[1 + \mathbf{L}_{Dq}(-jw_k)][1 + \mathbf{L}_{qg}(jw_k)]\}}{|1 + \mathbf{L}_{Dq}(jw_k)|} < 0$$

para  $k = 1, \dots, N$  e  $q = 1, 2$ .

### III. RESULTADOS

As simulações tiveram como base a estrutura apresentada na Fig. 1. Os dados considerados são apresentados na Tabela I.

Para garantir o desacoplamento dos eixos dq, foram feitas variações em ambos os valores de referência das correntes. Essas variações ocorreram em instantes de tempo diferentes e foi observado o comportamento de cada eixo no momento da mudança do outro. O cenário de simulação é apresentado na Tabela II.

Tabela I: Parâmetros para simulação do sistema trifásico apresentado na Figura 1.

Grandeza	Valor	Descrição
$L_c$	1,5 mH	Indutância do filtro LCL (lado do inversor)
$R_c$	0,1 $\Omega$	Resistência série de $L_c$
$L_g$	1,5 mH	Indutância do filtro LCL (lado da rede)
$R_g$	0,1 $\Omega$	Resistência série de $L_g$
$C$	15 $\mu F$	Capacitância do filtro LCL
$V_{dc}$	120 V	Tensão do barramento CC
$V_{g,abc}$	60 V (rms)	Tensão da rede (fase-fase)
$f_{sw}$	5 kHz	Frequência do PWM
$f_s$	5 kHz	Frequência de amostragem
$f$	50 Hz	Frequência nominal do sistema
$f_{res}$	1500 Hz	Frequência de ressonância do filtro LCL

Tabela II: Variações das correntes dq.

Tempo (s)	$i_{g,d}$ (A)	$i_{g,q}$ (A)
0 - 0,15	10	10
0,15 - 0,25	20	10
0,25 - 0,35	20	20

### A. Resultados para o Controlador Convencional

Nas Fig. 5 e 6 são apresentados os resultados das correntes injetadas na rede elétrica, no domínio abc e dq, respectivamente, com a estratégia de controle convencional. É possível observar que os controladores foram capazes de rastrear os valores das referências, com erro estacionário igual a zero. Entretanto, como descrito em [13], devido a imperfeição de rejeição do controlador, erros paramétricos e incompatibilidade de modelagem matemática, os eixos não foram totalmente desacoplados, uma vez que, como observado na Figura 6, durante o instante em que ocorre a variação dos valores de referência em um dos eixos, existe um transitório no eixo ortogonal.

Os controladores foram definidos com  $k_p = 0,3$  e  $k_i = 20$ .

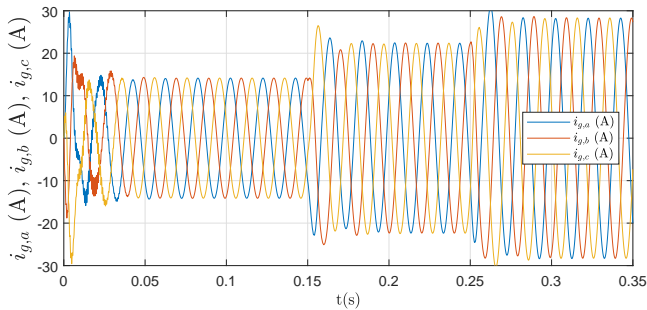


Fig. 5. Correntes injetadas na rede, com a estratégia convencional.

### B. Resultados para o Controlador PI Multivariável

Nas Fig. 7 e 8 são apresentados os resultados das correntes injetadas na rede elétrica, no domínio abc e dq, respectivamente, com a estratégia de controle PI multivariável. É possível observar que os controladores foram capazes de

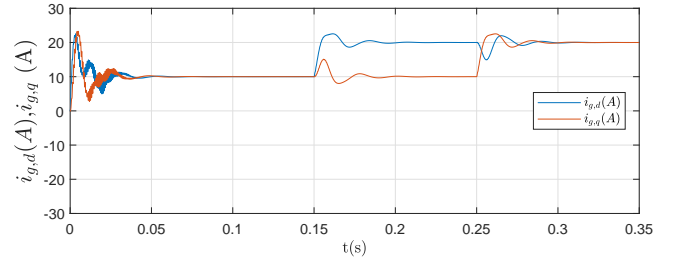


Fig. 6. Valores das correntes de referências dq injetadas na rede, com a estratégia convencional.

rastrear os valores das referências, com erro estacionário igual a zero. A estratégia também foi capaz de desacoplar, de maneira eficiente, os eixos dq.

Os controladores PI, foram definidos com  $T_i = 0,05$ .

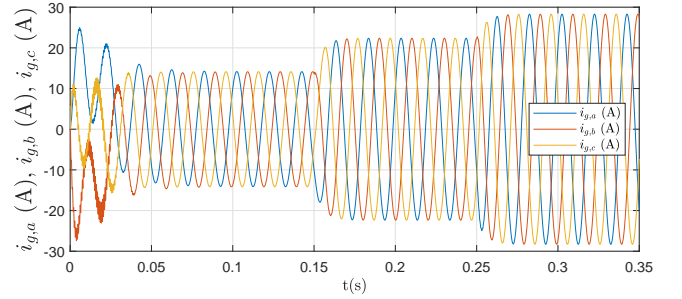


Fig. 7. Correntes injetadas na rede, com a estratégia de controle PI multivariável.

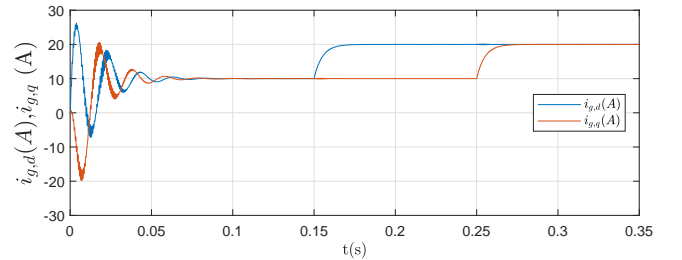


Fig. 8. Valores das correntes de referências dq injetadas na rede, com a estratégia de controle PI multivariável.

### C. Resultados para o Controlador Otimizado

Nas Fig. 9 e 10 são apresentados os resultados das correntes injetadas na rede elétrica, no domínio abc e dq, respectivamente, com a estratégia de controle otimizado. É possível observar que os controladores foram capazes de rastrear os valores das referências, com erro estacionário igual a zero. A estratégia também foi capaz de desacoplar, de maneira eficiente, os eixos dq.

Para solução do problema de otimização, foram definidos os valores de  $w_c = 1200 \text{ rad/s}$ , abaixo da frequência de ressonância, em todos os controladores, e  $\mathbf{W}_1(j\omega) = 0,5$ . Este valor garante uma margem de ganho de pelo menos

2 e uma margem de fase maior 29°[14]. As funções de transferência dos controladores são apresentadas na matriz  $k(z)$ <sup>1</sup>.

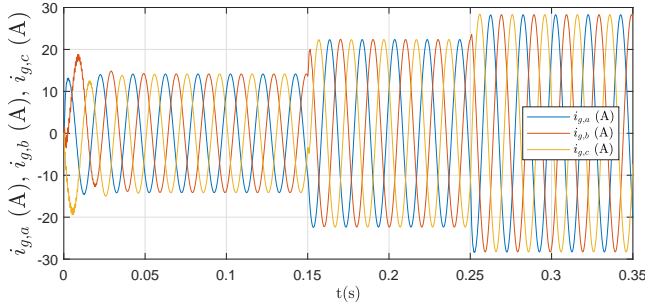


Fig. 9. Correntes injetadas na rede, com a estratégia de controle otimizado.

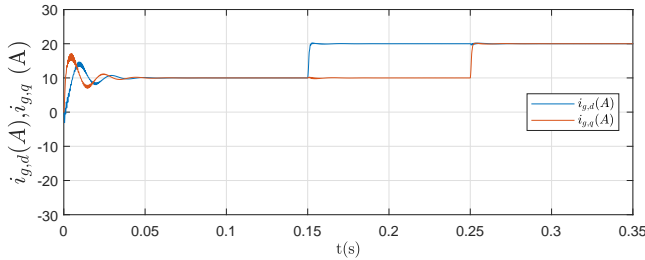


Fig. 10. Valores das correntes de referências dq injetadas na rede, com a estratégia de controle otimizado.

#### IV. CONCLUSÃO

Neste trabalho, investigou-se três estratégia para controle de corrente em inversores LCL conectados à rede elétrica. Assim, focou-se na possibilidade de desacoplamento dos controles de potência ativa e reativa injetadas pelo inversor e também na garantia de estabilidade do sistema. Dentre as estratégias, a convencional e a PI multivariável trabalham com um modelo de primeira ordem. A simplificação adotada por essas duas técnicas desconsidera a ressonância provocada pelo filtro LCL, o que pode levar a oscilações ou instabilidade do sistema. Apesar das limitações descritas, o controlador PI multivariável apresentou um bom desempenho, garantindo o desacoplamento e estabilidade do sistema. O controle convencional, por sua vez, se mostrou menos eficiente, não garantindo o desacoplamento dos eixos dq. A estratégia de controle otimizado é baseada em um modelo não paramétrico da planta, descrito por sua resposta em frequência e em um controlador de quinta ordem. Por meio de simulações, constatou-se que essa estratégia garantiu desacoplamento dos controles de potências e estabilidade.

$${}^1K(z) = \begin{pmatrix} \frac{0,9701 - 0,9079z^{-1} + 0,6836z^{-2} - 0,9979z^{-3} + 0,4406z^{-4} - 0,1299z^{-5}}{1 - z^{-1}} & \frac{0,1287 - 0,3517z^{-1} + 0,4303z^{-2} - 0,4555z^{-3} + 0,4103z^{-4} - 0,2770z^{-5}}{1 - z^{-1}} \\ \frac{0,0053 + 0,1643z^{-1} - 0,1838z^{-2} + 0,2113z^{-3} - 0,2247z^{-4} + 0,1140z^{-5}}{1 - z^{-1}} & \frac{0,9505 - 0,9293z^{-1} + 0,6717z^{-2} - 1,0092z^{-3} + 0,4443z^{-4} - 0,1072z^{-5}}{1 - z^{-1}} \end{pmatrix}$$

#### AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

#### REFERÊNCIAS

- [1] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, Sept 2005. ISSN 0093-9994.
- [2] AKAGI, H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, Dec 2005. ISSN 0018-9219.
- [3] CORASANITI, V. F. et al. Hybrid active filter for reactive and harmonics compensation in a distribution network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 670–677, March 2009. ISSN 0278-0046.
- [4] COROBAN-SCHRAMMEL, V. et al. Active-flux-based motion-sensorless vector control of biaxial excitation generator/motor for automobiles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 2, p. 812–819, March 2011. ISSN 0093-9994.
- [5] SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R.; POU, J. A space vector modulation strategy for a back-to-back five-level hvdc converter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 452–466, Feb 2009. ISSN 0278-0046.
- [6] BAHRANI, B.; VASILADIOTIS, M.; RUFER, A. High-order vector control of grid-connected voltage-source converters with lcl-filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 6, p. 2767–2775, June 2014. ISSN 0278-0046.
- [7] BAHRANI, B.; KENZELMANN, S.; RUFER, A. Multivariable-pi-based dq current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 7, p. 3016–3026, July 2011. ISSN 0278-0046.
- [8] BAHRANI, B. et al. Decoupled dq-current control of grid-tied voltage source converters using nonparametric models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1356–1366, April 2013. ISSN 0278-0046.
- [9] TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.
- [10] PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the passive damping losses in lcl-filter-based grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, June 2013. ISSN 0885-8993.
- [11] BLASKO, V.; KAURA, V. A novel control to actively damp resonance in input lc filter of a three phase voltage source converter. In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*. [S.l.]: s.n., 1996. v. 2, p. 545–551 vol.2.
- [12] BIERHOFF, M. H.; FUCHS, F. W. Active damping for three-phase pwm rectifiers with high-order line-side filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 371–379, Feb 2009. ISSN 0278-0046.
- [13] SCHAUDER, C.; MEHTA, H. Vector analysis and control of advanced static var compensators. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, v. 140, n. 4, p. 299–306, July 1993. ISSN 0143-7046.
- [14] LANDAU, I. D. et al. *Adaptive control: algorithms, analysis and applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011.
- [15] GALDOS, G.; KARIMI, A.; LONGCHAMP, R. H $\infty$  controller design for spectral mimo models by convex optimization. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 20, n. 10, p. 1175–1182, 2010.
- [16] DOYLE, J. C.; FRANCIS, B. A.; TANNENBAUM, A. R. *Feedback control theory*. [S.l.]: Courier Corporation, 2013.
- [17] STURM, J. F. Using sedumi 1.02, a matlab toolbox for optimization over symmetric cones. *Optimization methods and software*, Taylor & Francis, v. 11, n. 1-4, p. 625–653, 1999.