

CONTROLE DIGITAL DE UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA EM ESPAÇO DE ESTADOS UTILIZANDO DLQR

RAMON MARQUIOLI DOMINGOS*, ANDREI DE OLIVEIRA ALMEIDA *, PEDRO GOMES BARBOSA*,
PEDRO MACHADO DE ALMEIDA*

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Juiz de Fora
PPEE-UFJF
Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil*

Emails: ramon.m.domingos@gmail.com, andrei.almeida@engenharia.ufjf.br,
pedro.gomes@ufjf.edu.br, pedro.machado@engenharia.ufjf.br

Abstract— This paper deals with the problem of controlling an Active Power Filter Control (APF). The control is based on full state feedback where the gains are obtained using Discrete Linear Quadratic Regulator (DLQR). Several resonant controllers are included in order to reduce the main's current harmonic distortion as well as compensate the reactive power demanded by the nonlinear load. The control is implemented in stationary $\alpha\beta$ frame. The current reference is obtained based on the Instantaneous Power Theory.

Keywords— Active Power Filter, State-Space Control, Resonant Controllers, Discrete Linear Quadratic Regulator, Instantaneous Power Theory.

Resumo— Este artigo aborda o problema de controlar um Filtro Ativo de Potência (FAP). O controle é baseado na realimentação completa de estados em que os ganhos são obtidos utilizando o Regulador Linear Quadrático Discreto (do inglês, *Discrete Linear Quadratic Regulator* (DLQR)). Diversos controladores ressonantes são incluídos com o objetivo de reduzir a distorção harmônica da corrente drenada da rede, assim como compensar a potência reativa demandada pela carga não-linear. O controle é implementado no sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. A referência de corrente é obtida utilizando a Teoria de Potências Instantâneas.

Palavras-chave— Filtro Ativo de Potência, Controle em Espaço de Estados, Controladores Ressonantes, Regulador Linear Quadrático Discreto, Teoria da Potência Instantânea

1 Introdução

O aumento significativo do conteúdo harmônico causado por cargas não-lineares conectadas à rede têm levado a uma preocupação crescente com a qualidade da energia, tornando esse tópico cada vez importante. Os principais problemas relacionados aos harmônicos são a distorção da corrente, aumento perdas no sistema, aquecimentos, falhas, entre outros (Pereira et al., 2015; Lascu et al., 2007). Por estas razões, restrições, como as propostas em IEEE519 (Langella et al., 2014), têm sido recomendadas para limitar as emissões harmônicas (Bojoi et al., 2005) (Domingos et al., 2015).

Nesse sentido, Filtros Ativos de Potência (FAP) são uma solução generalizada considerando compensação harmônica e de potência reativa, alcançando um alto fator de potência e menor distorção harmônica da corrente, tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos (Singh et al., 1999; Koch et al., 2017). O objetivo dos FAPs é sintetizar uma corrente distorcida, a partir de uma referência proveniente da carga conectada à rede, de tal forma que a corrente drenada da rede seja, teoricamente, senoidal e em fase com a tensão. Comparados aos filtros de harmônicos passivos, os APFs oferecem melhor performance, flexibilidade e um tamanho reduzido. Considerando a redução de custo das chaves semicondutoras e a

melhora de técnicas de controle digital, FAPs têm se tornando bastante atrativos (Koch et al., 2017) (Limongi et al., 2008).

O controle de corrente é o mais aplicado para controlar os FAPs paralelo. Existem diversas técnicas descritas na literatura que vão desde o controle por histerese, Proporcional-integral com diversos integradores (PI-MRI), *deadbeat*, ressonante, repetitivo, passando por controladores não-lineares como o controle em modos deslizantes (Teodorescu et al., 2011). Dentre as técnicas citadas anteriormente, a utilização de diversos controladores ressonantes em paralelo tem sido amplamente empregada. Entretanto, o projeto de diversos controladores ressonantes em paralelo utilizando funções de transferência não é uma tarefa fácil (Yepes et al., 2011). Usualmente, os ganhos de cada controlador ressonante são obtido e analisado separadamente dos outros e em alguns casos as margens de estabilidade de todo sistema verificadas. Uma das desvantagens desta técnica é que o projeto em separado não leva a otimização de todo o sistema de controle. Esta desvantagem pode ser contornada se técnicas de controle ótimo são utilizadas e facilitadas pelo projeto em espaço de estados.

Dentre as técnicas de projeto em espaço de estados, o regulador linear quadrático (do inglês *Linear Quadratic Regulator*, *LQR*) é uma estratégia interessante, já que ele garante margens de

estabilidade satisfatórias e boa resposta transitória em malha fechada se as matrizes de ganho são escolhidas adequadamente (Santini et al., 2014; Ogata, 1995). Como o controle do FAP é sempre realizado utilizando processadores digitais de sinais, é natural, além de levar a resultados melhores, que o projeto seja realizado no domínio de tempo discreto (Astrom, 2011). Neste caso, o regulador linear quadrático discreto (do inglês *Discrete Linear Quadratic Regulator, DLQR*) será utilizado. Pode-se encontrar na literatura alguns métodos para se calcular os ganhos do DLQR, sendo um deles o uso do programa Matlab (Santini et al., 2014).

Outro ponto importante no controle dos FAP's é o cálculo da corrente de referência a ser compensada. Neste trabalho será utilizada a Teoria das Potências Instantâneas (ou Teoria pq). A Teoria pq é baseada em um conjunto de potências definidas no domínio do tempo. Não há restrições quando às aos sinais de corrente e/ou tensão, além de poder ser aplicada a sistemas trifásicos com ou sem o neutro. Assim, ela é válida tanto no estado estacionário quanto no transitório (Akagi et al., 2017). (Akagi et al., 2017). A detecção da corrente harmônica através desta teoria permite uma fiel referência para filtragem, além de uma fácil compreensão física dos problemas em sistemas com ou sem distorções (Domingos et al., 2015) (Pereira et al., 2015) (Akagi et al., 2017).

O presente trabalho visa projetar e realizar o controle de um FAP paralelo ilustrado na Figura 1. O controle será projetado em modo discreto e em espaço de estados utilizando o DLQR. As referências de correntes serão obtidas a partir da Teoria pq . A carga conectada à rede é um retificador trifásico com carga RL.

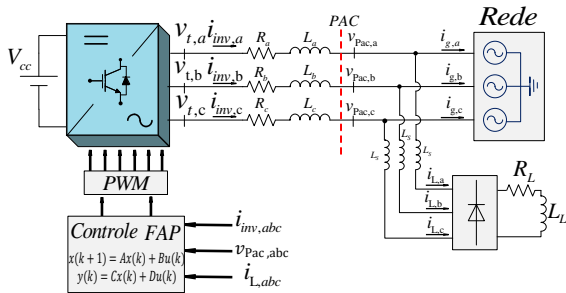


Figura 1: FAP paralelo conectado a rede elétrica.

2 Modelagem do Sistema

2.1 Modelagem da Planta

De acordo com a Figura 1, considerando o sistema equilibrado e desprezando os harmônicos de chaveamento, pode-se escrever o seguinte conjunto de equações representado em (1).

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

sendo $L = L_a = L_b = L_c$ e $R = R_a = R_b = R_c$. Aplicando a Transformada de Clark (Duesterhoeft et al., 1951) em (1), o modelo acima pode ser reescrito nas coordenadas $\alpha\beta$, representado em (2).

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha(t)}{dt} = -Ri_\alpha(t) + v_{t,\alpha} - v_{PAC,\alpha} \\ L \frac{di_\beta(t)}{dt} = -Ri_\beta(t) + v_{t,\beta} - v_{PAC,\beta} \end{cases} \quad (2)$$

A sequência zero foi eliminada uma vez que o sistema não apresenta neutro. Por uma ação de *feed-forward* a tensão no ponto de acoplamento comum, PAC, é compensada resultando na seguinte modelagem em espaço de estados.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}_{\alpha\beta}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) \quad (3)$$

onde:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \left[\frac{di_\alpha(t)}{dt} \quad \frac{di_\beta(t)}{dt} \right]^T \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix} \\ \mathbf{x} &= [i_\alpha(t) \quad i_\beta(t)]^T \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \\ \mathbf{u} &= [v_{t,\alpha}(t) \quad v_{t,\beta}(t)]^T \end{aligned}$$

Sendo R e L a resistência e a indutância do filtro da saída do inversor, representados na Figura 1 por R_{abc} e L_{abc} , respectivamente.

De posse da equação (3), é realizada a discretização da planta. O método utilizado para a discretização é o ZOH (do inglês “*Zero Order Hold*”), utilizando o período de amostragem $T_s = 1/f_s$. Também é incluído um atraso ao sistema, uma vez que em sistemas de controle reais utilizando DSP's, por exemplo, sempre há atraso de uma amostra no sinal de controle. Esse atraso aumenta a ordem da planta em uma unidade.

Note que (2) é um sistema de duas fases desacoplados nas coordenadas α e β . Assim sendo, considerando, por exemplo, apenas a coordenada α , os novos valores das matrizes aumentadas representadas em (3) discretizadas e incluindo o atraso passam a ser os descritos na equação (4).

$$\mathbf{x}_\alpha(k+1) = \mathbf{A}_{aum}\mathbf{x}_\alpha(k) + \mathbf{B}_{aum}\mathbf{u}_\alpha(k) \quad (4)$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_\alpha(k) &= [i_\alpha(k) \quad w_\alpha(k-1)]^T \\ \mathbf{A}_{aum} &= \begin{bmatrix} e^{-(R/L)T_s} & \frac{1 - e^{-(R/L)T_s}}{R} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{aum} &= [0 \quad 1]^T \\ \mathbf{u}_\alpha &= [v_{t,\alpha}(k)]\end{aligned}$$

2.2 Controlador Ressonante

Para se obter um rastreamento assintótico da uma referência senoidal, de acordo com o princípio do modelo interno, é necessário que o sistema em malha aberta possua um ganho infinito na frequência do sinal de referência (Astrom, 2011). Este ganho pode ser obtido pela adição de polos ressonantes utilizando um controlador ressonante.

O controlador ressonante será responsável por dinâmicas adicionais na matriz em espaço de estados da planta a ser controlada. O denominador dessa dinâmica adicional é dada por

$$\delta(z) = z^2 + 2 \cos(\omega_h T_s) z + 1 \quad (5)$$

em que ω_h é a frequência da componente harmônica a ser compensada e T_s é o período e amostragem.

A inclusão de (5) no espaço de estado pode ser feita utilizando o seguinte sistema

$$\mathbf{x}_{res}(k+1) = \Phi_a \mathbf{x}_a(k) + \Gamma_a u_a(k) \quad (6)$$

onde:

$$\Phi_a = \begin{bmatrix} -2 \cos(\omega_h T_s) & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

e

$$\Gamma_a = \begin{bmatrix} -2 \cos(\omega_h T_s) \\ -1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Para o caso em que diversos módulos ressonantes devem ser incluídos, as matrizes se tornam

$$\Phi_a = \begin{bmatrix} \Phi_{a1} & & \\ & \ddots & \\ & & \Phi_{ah} \end{bmatrix}, \Gamma_a = \begin{bmatrix} \Gamma_{a1} \\ \vdots \\ \Gamma_{ah} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Adicionando os controladores ressonantes, o sistema aumentado pode ser representado pelo seguinte sistema (Vaccaro, 1995)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_\alpha(k+1) \\ \mathbf{x}_{res}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{aum} & \mathbf{0} \\ -\Gamma_a \mathbf{C} & \Phi_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\alpha(k) \\ \mathbf{x}_{res}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{aum} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u_\alpha(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \Gamma_a \end{bmatrix} r_\alpha(k) \quad (10)$$

A principal vantagem de (10) é permitir o projeto de todos os ganhos de controle em um único passo. Deve-se portanto, encontrar um vetor de

ganhos \mathbf{L} de forma a alocar todos os polos satisfatoriamente utilizando a ação de controle

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{L} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\alpha(k) \\ \mathbf{x}_{res}(k) \end{bmatrix} = [\mathbf{L}_p \quad \mathbf{L}_{res}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\alpha(k) \\ \mathbf{x}_{res}(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Como pode ser visto em (11) o vetor de realimentação \mathbf{L} pode ser dividido em duas parcelas. A primeira é relativa aos ganhos relacionados aos estados da planta. Enquanto a segunda é relativa aos ganhos dos controladores ressonantes. É importante ressaltar que cada controlador ressonante adiciona dois estados, portanto, para cada controlador dois ganhos de realimentação devem ser calculados. Na Figura 2 é representada na forma de diagrama de blocos o sistema em malha fechada com realimentação de estados.

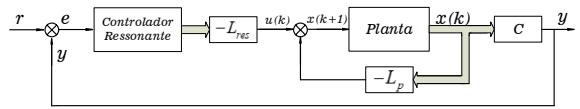


Figura 2: Diagrama de blocos da planta com o controle.

Existem diversos métodos para alocar os polos utilizando a realimentação completa dos estados, entretanto, quanto maior o número de polos mais difícil é relacionar a localização dos polos com a resposta no tempo. Uma maneira em que não é necessário o fornecimento da localização dos polos no plano complexo é a utilização do DLQR. Neste método, é necessário que o projetista forneça matrizes de pesos utilizados na otimização. Além da simplicidade do projeto, essa técnica resulta em ganhos ótimos e boas margens de fase e de ganho (Astrom, 2011). Devido ao exposto anteriormente, o DLQR será utilizado para calcular os ganhos da realimentação.

2.3 DLQR

O método de projeto utilizando DLQR é baseado na minimização da seguinte função custo quadrática

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} (\mathbf{x}(k)^T \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) + \mathbf{u}(k)^T \mathbf{R} \mathbf{u}(k)) \quad (12)$$

em que \mathbf{Q} é uma matriz definida positiva de pesos da função de custo que fornece a importância relativa dos estados e \mathbf{R} é a matriz definida positiva que dá peso a ação de controle, de tal forma que quanto maior seu valor menor o sinal de controle (Astrom, 2011; Ogata, 1995).

Para se obter o vetor de ganhos \mathbf{L} utilizando o DLQR, pode-se resolver a equação de Riccati discreta utilizando a função `dlqr` do MATLAB.

2.4 Teoria da Potência Instantânea

A principal função do APF é compensar os harmônicos gerados por cargas ligadas à rede elétrica. Além disso, ele também pode realizar a compensação de potência reativa. Para isso, deve-se primeiro isolar as componentes oscilantes e/ou médias que se deseja compensar que servirão como referência do filtro. Como dito anteriormente, o método utilizado neste trabalho para realizar esse isolamento foi a Teoria da Potência Instantânea. Essa teoria é bastante eficaz e flexível no projeto de controladores para eletrônica de potência (Akagi et al., 2017).

Como detalhado em (Akagi et al., 2017), as potências instantâneas ativa, reativa e de sequência zero podem ser calculadas a partir das tensões e correntes nas coordenadas $\alpha\beta 0$ da seguinte forma

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (13)$$

Devido ao fato de que o sistema a três fios não possui caminho para a circulação da corrente de sequência zero, as linhas e colunas referentes a esta sequência podem ser eliminadas de (13).

Para o caso particular em que as tensões e correntes são senoidais e equilibradas, as potências instantâneas possuem apenas uma parcela média. Para todos os outros casos, ou seja, na presença de desequilíbrios e harmônicos, as potências instantâneas possuem parcelas médias e oscilantes. Podendo portanto ser decomposta como

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (14)$$

em que os sobrescritos “-” e “~” representam as parcelas média e oscilantes, respectivamente.

O objetivo do filtro é compensar a potência ativa oscilante \tilde{p} e toda a potência reativa q . Compensando essas parcelas, a corrente drenada da rede será teoricamente livre de harmônicos e em fase com a tensão.

A partir do cálculo das potências instantâneas nos terminais das cargas pode-se utilizar um filtro passa-baixas de acordo com a estrutura mostrada na Figura 3 para se obter as componentes oscilantes. Para o caso em que toda a potência reativa é compensada, o filtro é apenas necessário para processar a potência ativa instantânea. O filtro escolhido nesse trabalho foi um passa-baixas *Butterworth* de 5ª ordem com frequência de corte igual a 50Hz, pois de acordo com (Akagi et al., 2017), ele apresenta uma boa separação entre as componentes oscilantes e constantes.

De posse das potências a serem compensadas, as correntes de referências a serem sintetizadas pelo FAP são calculadas por

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (15)$$

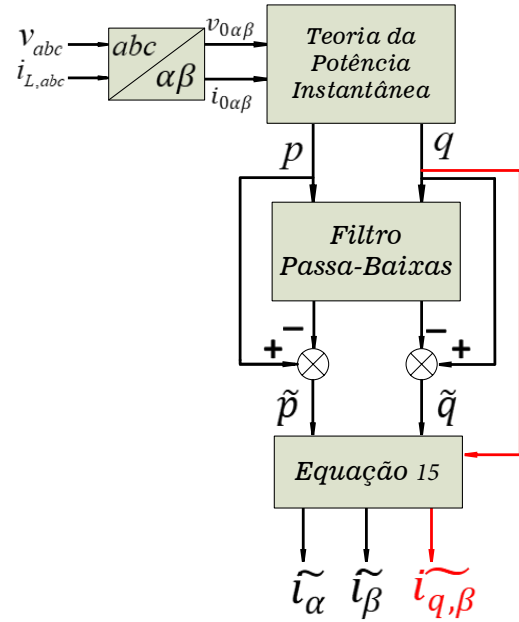


Figura 3: Diagrama de detecção das correntes oscilantes através da Teoria da Potência Instantânea.

Vale mencionar que, caso se deseje compensar toda a potência reativa, basta utilizar em (15) o valor de q calculado em (13) ao invés de \tilde{q} .

3 Projeto

Os parâmetros do FAP e dos demais componentes de todo o sistema ilustrado na Figura 1 estão resumidos na Tabela 1. A carga utilizada é um retificador trifásico, que apresenta harmônicos da ordem de $h = 6k \pm 1$ e $k = 1, 2, \dots$ (Sonnenschein and Weinhold, 1999). Para cargas de alta potência, a corrente da carga tem um alto di/dt , o que causa grandes distorções na tensão no ponto de acoplamento comum. Para minimizar esse problema, indutores são incluídos na entrada do retificador (Limongi et al., 2008), representado por L_S na Figura 1.

Tabela 1: Parâmetros do sistema.

	Descrição	Valor
Inversor	Frequência de chaveamento (f_{sw})	20 kHz
	Tensão do barramento CC (V_{CC})	400 V
Filtro	Indutância (L_{abc})	2 mH
	Resistência (R_{abc})	0,1 Ω
Rede	Tensão de fase eficaz	127 V
Carga	R_L	10 Ω
	L_L	1 mH
	L_S	2 mH
	Frequência de amostragem (f_s)	20 kHz

Para reduzir a distorção harmônica da corrente drenada da rede, e de acordo com a característica da carga, foram incluídos controladores

ressonantes na componente fundamental e nas seguintes componentes harmônicas 5^a , 7^a , 11^a , 13^a , 17^a , 19^a . Como a inclusão de cada controlador ressonante adiciona dois estados, o controlador final terá 14 estados. O sistema todo com a planta possui 16 estados, para cada eixo α e β .

Desta forma, montando o sistema (10) com a planta discretizada, com a inclusão dos modos ressonantes, e utilizando as seguintes matrizes de pesos

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(1 \ 1 \ 1000 \ 1000 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100) \quad (16)$$

e

$$R = 10000000 \quad (17)$$

a função `dlqr` do MATLAB retorna o seguinte vetor de ganhos

$$\mathbf{L}^T = \begin{bmatrix} -6,831102679773402 \\ -0,159076975828949 \\ 0,400427129875552 \\ -0,389699773927094 \\ 0,043509160672501 \\ -0,043851168770031 \\ 0,026093961107395 \\ -0,028161949587502 \\ 0,005219063307914 \\ -0,009094444191959 \\ 0,001487036604419 \\ -0,005468420716736 \\ -0,003705499156376 \\ -0,000418413217977 \\ -0,004856500630252 \\ 0,000719989107631 \end{bmatrix} \quad (18)$$

em que os dois primeiros ganhos são relativos aos estados da planta e os seguintes relativos aos modos ressonantes.

Após o cálculo dos ganhos de realimentação pode-se verificar a resposta em frequência do sistema em malha aberta como ilustrado na Figura 4. Pode-se notar o ganho elevado nas frequências em que os modos ressonantes foram incluídos, garantindo um rastreamento assintótico nestas frequências.

Por fim, foram calculadas as referências de correntes a serem compensadas a partir da Teoria da Potência Instantânea, descrita na seção 2.4. As correntes do inversor e da carga e a tensão da rede são transformadas das coordenadas abc para $\alpha\beta$. A partir desses valores, as potências instantâneas ativa e reativa são calculadas de acordo com a equação (13). As componentes médias de cada uma dessas potências foram extraídas utilizando um filtro passa-baixas *Butterworth*. Por fim, as componentes oscilantes das potências são obtidas a partir de (14). Esse procedimento é o detalhado na Figura 3 pelas referências $\tilde{i}_{\alpha\beta}$ na cor preta. Caso se deseje compensar também

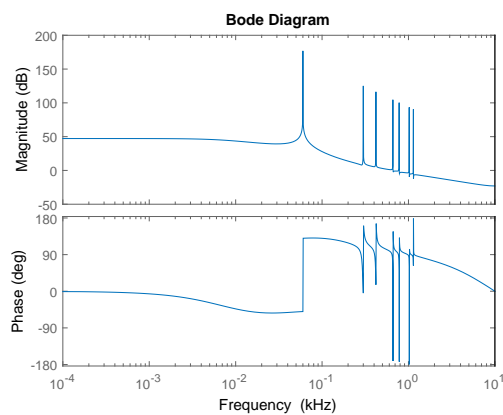


Figura 4: Diagrama de Bode em Malha Aberta.

a potência reativa, basta utilizar $\tilde{i}_{q,\beta}$ no lugar de \tilde{i}_{β} . Ela é representada pela linha vermelha na Figura 3. Utilizando essas componentes na equação (15), as referências de correntes harmônicas para o FAP compensar são calculadas. Essas correntes são comparadas com as do FAP e o erro passa pelo controlador ressonante para ser compensado. Esse sinal é somado a tensão do PAC também em $\alpha\beta$ através de uma ação de *feed-forward*. Por fim é gerado o sinal *PWM* responsável pelo chaveamento do FAP.

4 Resultados de Simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação. A simulação foi dividida em três estágios, de acordo com a Tabela 2.

Tabela 2: Estágios da Simulação

Tempo	$0 \leq t < 0,1$	$0,1 \leq t < 0,2$	$0,2 \leq t < 0,3$
Procedimento	FAP não atua	Compensação de Corrente Harmônica	Compensação de Potência Reativa

A corrente da rede I_{rede} e da carga I_L durante toda a simulação está mostrada na Figura 5. O detalhe do início da compensação harmônica no instante $t = 0,1s$ está mostrado na Figura 6, com uma significativa melhora da forma de onda da corrente da rede. Na Figura 7 estão representadas as correntes de referência da rede e do inversor da sequência α (I_{α}^* e I_{α} , respectivamente) e da sequência beta (I_{β}^* e I_{β} , respectivamente) no momento em que se inicia a compensação harmônica, mostrando um bom rastreamento por parte da corrente do inversor.

Uma forma de se mostrar a melhora da corrente na rede é analisando sua distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*, *THD*). Na Tabela 3 estão representadas a THD antes e após o início da compensação harmônica no instante $t = 0,1s$ da rede, e da carga. Pode-se perceber a melhora considerável da THD da cor-

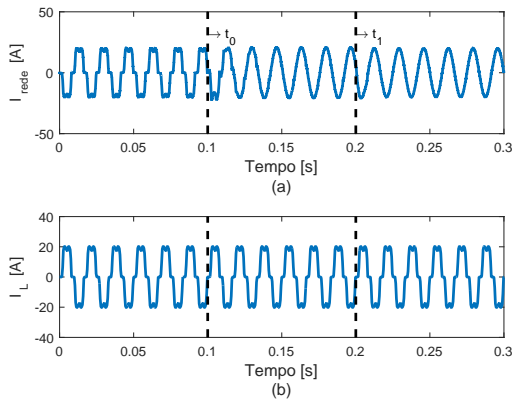


Figura 5: Corrente Total do Sistema: a) Rede; b) Carga.

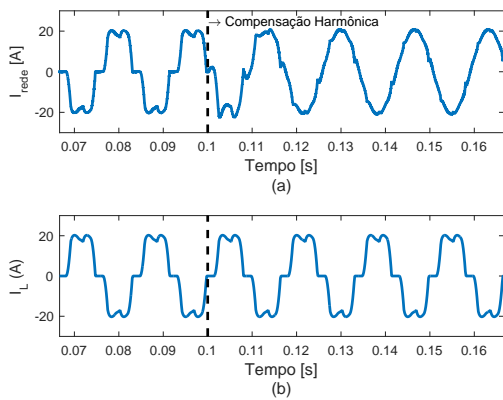


Figura 6: Início da compensação harmônica: a) Rede; b) Carga.

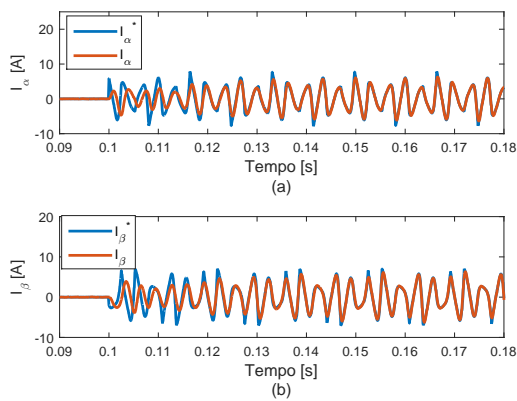


Figura 7: Resposta dinâmica (I_{α} e I_{β}) e corrente de referência (I_{α}^* e I_{β}^*) dos eixos: a) α e b) β .

rente da rede de 23,6 para 2,6 por cento. Já a da carga permanece inalterado, já que a carga não muda nesse instante. O valor de THD de 2,6 por cento que a THD da corrente da rede atinge está dentro dos limites estabelecidos pelo IEEE519. Na Figura 8 estão representados os espectro antes e após o início da compensação harmônica no ins-

tante $t = 0,1s$: da rede (a), do inversor (b) e da carga(c).

Tabela 3: Distorção harmônica total das correntes da rede e da carga.

Tempo	$0 \leq t < 0,1$	$0,1 \leq t < 0,2$	$0,2 \leq t < 0,3$
THD(i_{rede})(%)	23,6	2,6	2,4
THD(i_L)(%)	23,5	23,5	23,5

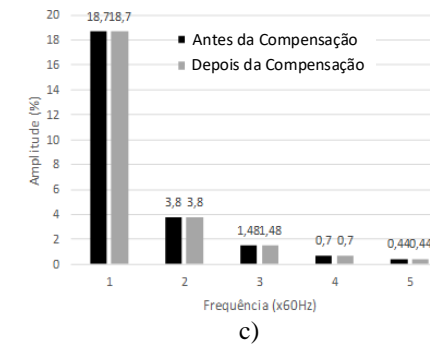
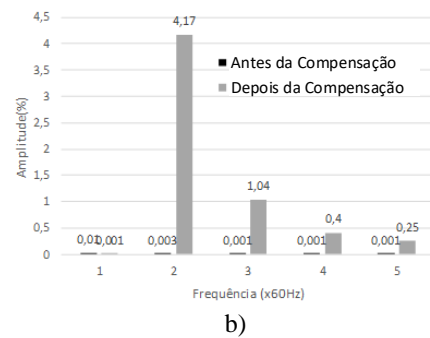
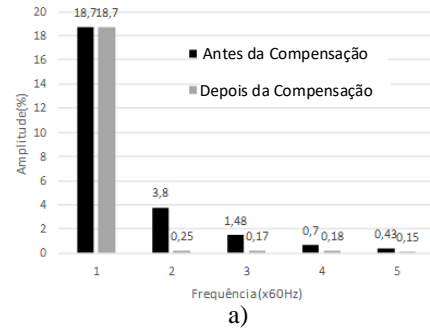


Figura 8: Espectro harmônico antes e após o início da compensação harmônica: a) Rede; b) Inversor; c) Carga.

Na Figura 9, estão representadas as potências ativa e reativa da rede, do inversor e da carga quando se inicia a compensação de potência reativa, em 0,2 segundos. A potência negativa indica que o equipamento está fornecendo potência e positiva, que ele está recebendo. Percebe-se nesta figura a potência reativa da rede se aproxima de zero, uma vez que o FAP começa a compensá-la. Já a potência reativa do inversor aumenta, uma vez que ele passa a fornecer potência reativa para a carga.

Na Tabela 4 está mostrado o fator de potência em todos os estágios da simulação. Quando o FAP começa a compensar potência reativa(0,2 segundos) o fator de potência se torna praticamente unitário, significando que toda a potência reativa é compensada.

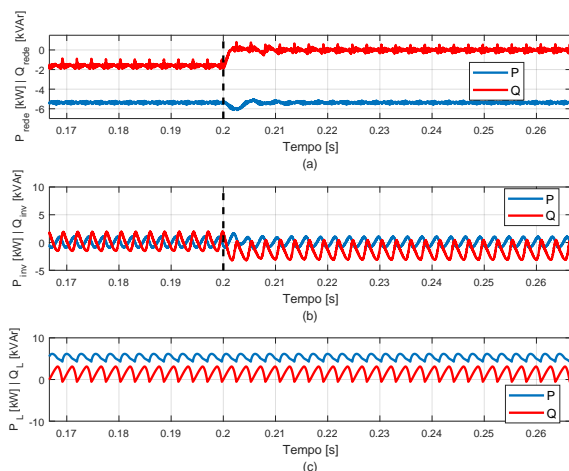


Figura 9: Potências Ativa (P) e Reativa (Q): a)Rede; b)Inversor; c)Carga.

Tabela 4: Fator de Potência da corrente da rede.

Tempo	$0 \leq t < 0,1$	$0,1 \leq t < 0,2$	$0,2 \leq t < 0,3$
FP	0,94	0,96	0,99

5 Conclusão

Este trabalho apresentou o controle de um FAP em espaço de estados utilizando o DLQR para calcular os ganhos de realimentação dos estados. Os resultados obtidos foram satisfatórios, uma vez que a THD do sinal de corrente da rede elétrica após o início da compensação harmônica pelo FAP ficou dentro dos limites estabelecido por normas internacionais.

Além disso, o controle também se mostrou eficaz na compensação da potência reativa. Quando ele trabalha nessa compensação, a potência reativa fornecida pela rede se aproxima de zero, tornando o fator de potência praticamente unitário.

Por fim, a técnica em espaço de estados permite um projeto sistemático facilitando a inclusão de diversos controladores ressonantes e o projeto unificado dos ganhos. O método DLQR otimiza e facilita o cálculos dos ganhos, além de garantir margens de estabilidade e resposta transitória satisfatória de acordo com a escolha das matrizes de peso.

Referências

Akagi, H., Watanabe, E. H. and Aredes, M. (2017). *Instantaneous power theory and ap-*

plications to power conditioning, Vol. 62, John Wiley & Sons.

Astrom, K. J. (2011). *Computer-Controlled Systems Theory and Design*, Dover Publications Dec-14-2011.

Bojoi, R. I., Griva, G., Bostan, V., Guerriero, M., Farina, F. and Profumo, F. (2005). Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame, *IEEE Transactions on Power Electronics* **20**(6): 1402–1412.

Domingos, R. M., Xavier, L. S., Cupertino, A. F. and Pereira, H. A. (2015). Current control strategy for reactive and harmonic compensation with dynamic saturation, *Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE 24th International Symposium on*, IEEE, pp. 669–674.

Duesterhoeft, W., Schulz, M. W. and Clarke, E. (1951). Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* **70**(2): 1248–1255.

Koch, G. G., Osorio, C. D., Pereira, A. T., Pinedo, H., Camargo, R. F., Oliveira, R. C. L. F. and Montagner, V. F. (2017). Hinf robust control with application for active power filters, *IEEE transactions on industrial electronics*.

Langella, R., Testa, A. and Alii, E. (2014). Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems.

Lascu, C., Asiminoaei, L., Boldea, I. and Blaabjerg, F. (2007). High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters, *IEEE Transactions on Power Electronics* **22**(5): 1826–1835.

Limongi, L., Bojoi, R., Griva, G. and Tenconi, A. (2008). Performance comparison of dsp-based current controllers for three-phase active power filters, *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, IEEE, pp. 136–141.

Ogata, K. (1995). *Discrete-time control systems*, Vol. 2, Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ.

Pereira, H. A., Domingos, R. M., Xavier, L. S., Cupertino, A. F., Mendes, V. F. and Paulino, J. O. (2015). Adaptive saturation for a multifunctional three-phase photovoltaic inverter, *Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on*, IEEE, pp. 1–10.

- Santini, L. C. d. A., Maccari, L. A. and Montagner, V. F. (2014). Design and analysis of robustness of dlqr controllers applied to grid-connected inverters, *Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on*, IEEE, pp. 1–7.
- Singh, B., Al-Haddad, K. and Chandra, A. (1999). A review of active filters for power quality improvement, *IEEE transactions on industrial electronics* **46**(5): 960–971.
- Sonnenschein, M. and Weinhold, M. (1999). Comparison of time-domain and frequency-domain control schemes for shunt active filters, *International Transactions on Electrical Energy Systems* **9**(1): 5–16.
- Teodorescu, R., Liserre, M. and Rodriguez, P. (2011). *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, Vol. 29, John Wiley & Sons.
- Vaccaro, R. J. (1995). *Digital Control*, McGraw-Hill College.
- Yepes, A. G., Freijedo, F. D., Lopez, O. 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.