

CONTROLADOR HÍBRIDO ROBUSTO PI-LQG PARA MELHORIA DA PERFORMANCE DO STATCOM

P. Robson M. Costa, Marcus R. de Castro, Isaac R. Machado, Vandilberto P. Pinto
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Ceará, *Campus Sobral*,
Sobral - CE, Brasil

e-mail: robsoncee@gmail.com, marcusdecastro@yahoo.com.br, isaacmachado@ufc.br, vandilberto@yahoo.com.br

Resumo – Este trabalho propõe uma técnica de controle híbrida Proporcional Integral - *Linear Quadratic Gaussian* (PI-LQG) para o *Static Synchronous Compensator* (STATCOM). Na técnica proposta, adiciona-se o filtro de Kalman ao controlador *Linear Quadratic Regulator* (LQR) com ação integral, formando o controlador LQG, tal combinação torna o sistema mais robusto e menos suscetível a ruídos de processo e de medição. Ao se utilizar um controlador híbrido, as matrizes de ponderação para projetar os ganhos do controlador LQR e do filtro de Kalman são de menor ordem, facilitando a sintonia dos controladores. Para a validação da técnica proposta, são utilizadas duas técnicas de controle para comparação: PI tradicional e PI-LQR com ação integral. Os resultados são obtidos via simulação, no *software* PSIM, e experimentalmente.

Palavras-Chave – Filtro de Kalman, LQG, LQR, PI, STATCOM.

A HYBRID PI-LQG ROBUST SERVO CONTROL METHOD FOR STATCOM PERFORMANCE IMPROVEMENT

Abstract – This work proposes a hybrid Proportional Integral - Linear Quadratic Gaussian (PI-LQG) robust servo control method for Static Synchronous Compensator (STATCOM). In the proposed technique, the Kalman filter is added to the Linear Quadratic Regulator (LQR) controller with integral action, forming the LQG controller, such combination makes the system more robust and less susceptible to process and measurement noises. The using of hybrid controller makes weighting matrices for design the LQR controller and the Kalman filter gains to have lower order and thus facilitates the controllers design. To validate the proposed strategy, two control techniques are used for comparison: traditional PI and hybrid control PI-LQR with integral action. The results are obtained through simulation, in PSIM software, and experimentally.

Keywords – Kalman filter, LQG, LQR, PI, STATCOM.

I. INTRODUÇÃO

O controle da potência reativa presente em sistemas elétricos é de crucial importância na melhoria da qualidade da energia elétrica. A presença desta componente de potência na rede elétrica provoca sobredimensionamento dos condutores, diminuição da capacidade de transmissão de potência e da regulação de tensão nas cargas, além de acarretar em cobranças na conta de energia [1].

Algumas soluções tecnológicas possibilitam a compensação série ou paralela de potência reativa em pontos planejados dos sistemas de potência. Os dispositivos *Flexible Alternating Current Transmission Systems* (FACTS), como o STATCOM, o *Static Synchronous Series Compensator* (SSSC) e o *Unified Power Flow Controller* (UPFC), são equipamentos baseados em eletrônica de potência e são cada vez mais utilizados para realizar controle e otimizar o funcionamento dos sistemas de potência. A utilização do Conversor Fonte de Tensão (*Voltage Source Converter* – VSC) é crescente, amplamente aceita e designada como a nova geração de controladores de potência reativa em substituição aos compensadores convencionais, como o Capacitor Chaveado a Tiristor (*Thyristor-Switched Capacitor* – TSC), o Reator Controlado a Tiristor (*Thyristor Controlled Reactor* – TCR) ou a combinação deles, o *Static Var Compensator* (SVC) [2], [3].

As estratégias de controle já empregadas no STATCOM e no VSC, estrutura que o compõe, são as mais diversas. Em [4] foi proposto um modelo matemático para o circuito de potência do VSC em coordenadas dq com referência síncrona e estacionária utilizando controladores PI para as malhas de tensão e de corrente. O modelo em referência síncrona possibilita a utilização de controladores clássicos como PI e PID, pois as componentes d e q da corrente são constantes. Esta abordagem é amplamente utilizada devido a sua facilidade de projeto e implementação. Em [5], o problema do acoplamento entre as componentes d e q é melhorado ao utilizar um controlador PI-multivariável.

Em [6] foi utilizado um modelo linearizado do VSC em espaços de estados, empregando o controlador de realimentação de estados projetado por alocação de polos para as malhas de corrente e de tensão. O sistema apresentou robustez em relação aos parâmetros da rede, porém a performance não foi comparada com outras técnicas. Em [7] foi utilizado um controlador LQR com ação integral. Os

Artigo submetido em 17/01/2019. Primeira revisão em 11/04/2019. Aceito para publicação em 31/03/2020 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.1.0006>

resultados apresentados apontam melhor performance dinâmica do controlador LQR do que quando utilizado alocação de polos ou o controlador PI tradicional.

O controlador Fuzzy PI (FPI) foi utilizado no controle do STATCOM em [8]. Em [9] foi apresentada uma nova modelagem em espaços de estados do STATCOM baseado no Inversor Fonte de Corrente (*Current Source Inverter – CSI*). As tensões da rede não foram consideradas como perturbações, mas como variáveis de estado, e foi utilizado um controlador com realimentação de estados sem ação integral. Porém, as matrizes de ganho foram projetadas por alocação de polos, o que pode resultar em mais oscilações na resposta do que quando utilizado o controlador LQR. A matriz de estados possui ordem igual a cinco, tornando mais difícil o projeto dos controladores. Em [10] foi empregada uma modelagem semelhante para controlar um VSC atuando como Filtro Ativo Paralelo (*Shunt Active Filter – SAF*) e foi utilizado o controlador LQR com ação integral.

Em [11] foi proposto um controlador híbrido para STATCOM. Na malha externa de tensão do barramento CC foi utilizado um controlador PI e na malha interna de corrente foi utilizado um controlador LQR com ação integral. O controlador LQR torna-se mais simples de ser sintonizado devido as matrizes de ponderação serem de menor ordem nesta abordagem. Os resultados mostraram que o controlador híbrido PI-LQR apresenta resposta mais rápida e com menos oscilações comparado com o controlador PI tradicional. Em [12] foram utilizados controladores PI na malha de corrente e um *Fractional Order Voltage Controller* nas malhas de tensão no ponto de conexão.

Em [13] foi apresentada uma metodologia para projetar o controlador PID aplicado ao STATCOM. Porém, o tempo de resposta ao degrau ainda foi relativamente lento e não foi apresentado comparação com outros controladores.

Em [14]–[16] foram utilizados controladores não-lineares aplicados em VSC. Este tipo de estratégia normalmente impõe mais complexidade, porém não resulta em um desempenho significativamente superior aos controladores lineares.

Uma modelagem e um controlador em tempo discreto para o VSC considerando atrasos de computação e de modulação foram apresentados em [17].

A utilização do filtro de Kalman (*Kalman Filter – KF*) para estimação das variáveis de estados do STATCOM ou do VSC foram propostas em [18]–[22]. O uso do KF combinado com o controlador LQR forma o denominado LQG e garante maior imunidade a ruídos de medição e ruídos de processo na malha de controle. Esta melhoria garante uma resposta superior do controlador LQG em aplicações com alta presença de ruídos. Na modelagem apresentada em [18] são consideradas 6 variáveis de estado apenas para o controle da corrente do VSC, devido a maior complexidade do filtro LCL de acoplamento utilizado. O controlador apresentado em [18] denomina-se híbrido pois foi utilizado um controlador diferente (do tipo PI) na malha de tensão. Em [20] não há controle em malha fechada para a tensão do barramento CC. Em [19] não foi considerado em nenhum aspecto a tensão do barramento CC do conversor. Em [21] um controlador LQG foi utilizado para o controle da tensão e da corrente do VSC com filtro L (este controlador será denominado de LQG puro pois não é utilizado outro controlador diferente na malha de tensão),

resultando em 3 variáveis de estado. Quanto maior o número de variáveis de estado, maior o custo computacional necessário para implementação e a complexidade do projeto dos controladores para obtenção das matrizes de ganho do controlador e do estimador KF, sendo às vezes necessário a utilização de um algoritmo de busca para obter as matrizes de ponderação. Para melhorar a robustez do sistema em face de distúrbios na tensão da rede, [23] propôs uma combinação do controlador LQG com o controlador multiressonante.

Controladores com resposta mais lenta são menos influenciados por ruídos de medição (que são caracterizados pela alta frequência) do que controladores com resposta mais rápida. Por esse motivo, no STATCOM, os ruídos influenciam menos o controle da tensão no barramento CC do que o controle das correntes de saída, já que a malha de tensão apresenta resposta mais lenta como mostrado na Tabela I. Desta forma, é razoável ainda utilizar um controlador PI nesta malha. Para a malha de corrente, que é mais rápida e sensível a ruídos de medição, é vantajoso empregar um controlador LQG. Diante disso, neste artigo, é proposta a estratégia de controle que combina estas duas técnicas, denominada de controlador híbrido PI-LQG. Assim, a estratégia proposta emprega os controladores PI e LQG em conjunto para obter as seguintes vantagens:

- 1) A malha de controle de tensão é facilmente projetada com o controlador PI;
- 2) As matrizes de ponderação são mais facilmente obtidas pois a modelagem adotada possui apenas duas variáveis de estado;
- 3) Maior imunidade aos ruídos de medição das correntes devido ao uso do KF;
- 4) Maior robustez à variação de parâmetros e perturbação na rede;
- 5) Menor custo computacional em comparação com o controlador LQG puro;
- 6) Menor distorção harmônica na corrente de saída.

A estratégia proposta é validada por meio de comparação dos resultados obtidos em simulação e experimentalmente com os controladores PI tradicional e híbrido PI-LQR.

O restante do artigo é organizado da seguinte forma. A Seção II descreve a modelagem matemática e apresenta as estratégias de controle com PI e com LQR. Na Seção III são apresentados o filtro de Kalman, o controlador LQG proposto e o seu projeto. A Seção IV apresenta o *hardware* e os parâmetros utilizados para implementação do sistema via simulação computacional e experimental. Na Seção V o controlador proposto é avaliado em simulação e experimentalmente, seu resultado é comparado com outras estratégias de controle e na Seção VI são apresentadas as conclusões do trabalho.

II. MODELAGEM E ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

A Figura 1 mostra a topologia do STATCOM baseado em VSC conectado à rede elétrica trifásica a três fios. Esta configuração é composta por um barramento CC e uma ponte IGBT trifásica para realizar a conversão CC-CA. Este conversor é conectado à rede elétrica por meio de um filtro L (impedância indutiva de acoplamento) para limitar a derivada

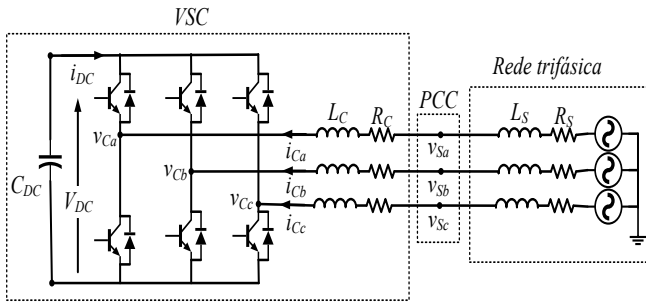


Fig. 1. Diagrama esquemático do STATCOM.

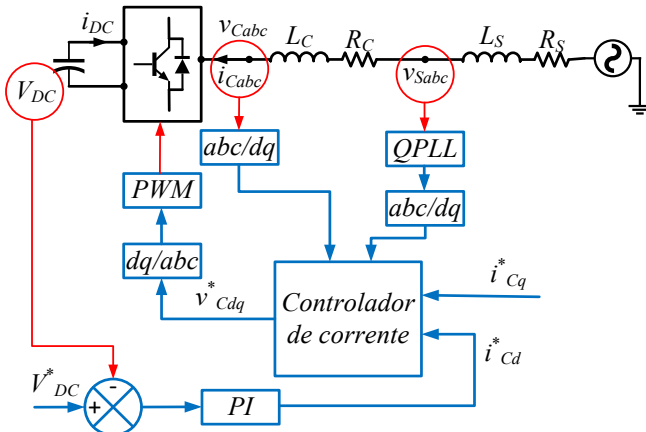


Fig. 2. Diagrama de controle do STATCOM.

de corrente. Esta configuração proporciona melhor desempenho dinâmico e uma interação mínima com a rede [3].

A Figura 2 mostra o diagrama de controle do STATCOM. O sistema de controle utiliza as medições da tensão do barramento CC, das tensões da rede no ponto de conexão comum (PCC) e das correntes do conversor. A sincronização do conversor com a rede é obtida por meio do *Quadratic Phase Locked Loop* (QPLL) [24]. A transformada de coordenadas *abc* para coordenadas *dq* com referência síncrona possibilita manipular duas variáveis constantes ao invés de três variáveis senoidais. As transformadas utilizadas são invariantes em amplitude. O vetor espacial das tensões da rede (v_s) é alinhado no eixo síncrono *d*, desta forma $v_{sq} = 0$, a potência ativa fica dependente apenas de i_{cd} e a potência reativa depende somente de i_{cq} [25]. O controle é formado por duas malhas, a malha externa realiza o controle da tensão do barramento CC (V_{DC}) que retorna o comando ou referência para a corrente i_{cd} (i_{cd}^*). A corrente de referência i_{cd}^* indica a natureza (indutiva ou capacitiva) e a quantidade de potência reativa a ser injetada na rede pelo STATCOM. A malha interna realiza o controle das correntes em coordenadas *dq*. Como a malha interna é muito mais rápida do que a malha externa, geralmente os controladores são projetados separadamente [26]. Quando o controlador de corrente também é composto por PI, o sistema é denominado de controle PI tradicional. E quando o controlador de corrente é de outro tipo e concatenado a um controlador PI de tensão, então denomina-se controlador híbrido.

A. Modelagem do Sistema

Nesta subseção, o modelo matemático do sistema apresentado na Figura 1 é descrito. Este modelo é adotado para o projeto dos controladores nas seções seguintes.

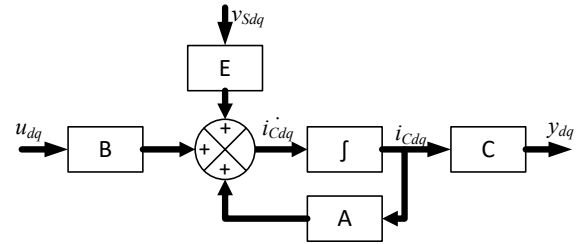


Fig. 3. Planta do sistema em coordenadas *dq*.

Baseado no sistema da Figura 1, o comportamento dinâmico do VSC pode ser descrito em coordenadas *abc* como mostrado a seguir:

$$\frac{di_{cabc}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C} i_{cabc} - \frac{1}{L_C} v_{cabc} + \frac{1}{L_C} v_{sabc} \quad (1.a)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = -\frac{i_{DC}}{C_{DC}} \quad (1.b)$$

onde:

- i_{cabc} - correntes de linha do VSC;
- v_{sabc} - tensões da rede elétrica;
- v_{cabc} - tensões do VSC;
- i_{DC} - corrente no barramento CC;
- V_{DC} - tensão no barramento CC.

O modelo em coordenadas *dq* com referência síncrona do VSC é apresentado em [4], [6], [19]. As componentes de sequência zero das tensões e das correntes trifásicas são nulas para o sistema simétrico, balanceado e com neutro isolado. As equações de estados que descrevem o sistema são mostradas abaixo, onde ω é a frequência angular da rede:

$$\frac{di_{cd}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C} i_{cd} + \omega i_{cq} - \frac{1}{L_C} v_{cd} + \frac{1}{L_C} v_{sd} \quad (2.a)$$

$$\frac{di_{cq}}{dt} = -\frac{R_C}{L_C} i_{cq} - \omega i_{cd} - \frac{1}{L_C} v_{cq} + \frac{1}{L_C} v_{sq} \quad (2.b)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = -\frac{3(v_{ca}i_{cd} + v_{cq}i_{cq})}{2C_{DC}V_{DC}} \quad (2.c)$$

Para a malha de corrente, pode-se representar o sistema em espaço de estados da seguinte forma:

$$\dot{x}_{dq} = Ax_{dq} + Bu_{dq} + Ev_{sdq} \quad (3.a)$$

$$y_{dq} = Cx_{dq} \quad (3.b)$$

onde,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_C}{L_C} & \omega \\ \omega & -\frac{R_C}{L_C} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_C} \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_C} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } u_{dq} = \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix}.$$

Esta abordagem é representada em diagrama de blocos na Figura 3. A tensão da rede no ponto de conexão (v_{sdq}) é considerada uma perturbação adicionada ao sistema.

A representação do sistema mostrada em (3.a) e (3.b) é utilizada para projetar os controladores LQR e LQG para a malha de corrente. Para projetar os controladores PI da malha de tensão e de corrente são obtidas as funções de transferência. De acordo com [26] e utilizando (2.a) e (2.b), a função de

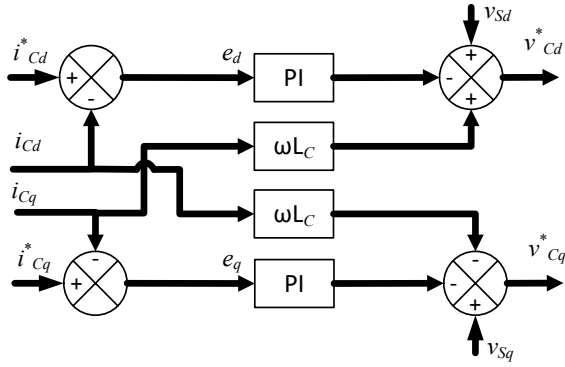


Fig. 4. Esquema de controle das correntes dq com PI. transferência da planta para a malha de controle de corrente pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{i_{Cd}(s)}{v_{Cd}(s)} = \frac{i_{Cq}(s)}{v_{Cq}(s)} = \frac{1}{L_C s + R_C}. \quad (4)$$

Considerando $v_{Sq} = 0$ e desprezando as perdas nas resistências dos indutores e no conversor, a potência ativa no lado CC é igual a potência ativa no lado CA [26]. Sendo m o índice de modulação do chaveamento, pode-se escrever que:

$$V_{DC} i_{DC} = \frac{3}{2} v_{sd} i_{cd} \quad (5.a)$$

$$v_{sd} = \frac{m}{2} V_{DC} \quad (5.b)$$

$$i_{DC} = \frac{3m}{4} i_{cd}. \quad (5.c)$$

Combinando (1.b) e (5.c), obtém-se a função de transferência para a malha de tensão em (6).

$$\frac{V_{DC}(s)}{i_{cd}(s)} = -\frac{3m}{4C_{DC}s}. \quad (6)$$

As simulações e a implementação experimental baseada em um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor – DSP*) são realizadas em tempo discreto. O modelo da planta é discretizado pelo método Segurador de Ordem Zero (SOZ) por meio das seguintes transformações:

$$A_d = e^{A \cdot T_s} \quad (7.a)$$

$$B_d = \left(\int_0^{T_s} e^{A \cdot \tau} d\tau \right) \cdot B \quad (7.b)$$

$$E_d = \left(\int_0^{T_s} e^{A \cdot \tau} d\tau \right) \cdot C \quad (7.c)$$

onde T_s é o período de amostragem.

Desta forma, o modelo em tempo discreto do sistema é

$$i_{cdq_{k+1}} = A_d i_{cdq_k} + B_d u_{dqk} + E_d v_{sdqk} \quad (8.a)$$

$$y_{dqk} = C i_{cdqk}. \quad (8.b)$$

O projeto dos controladores mostrados nas subseções a seguir utiliza os parâmetros dados na Tabela III.

B. Controladores PI

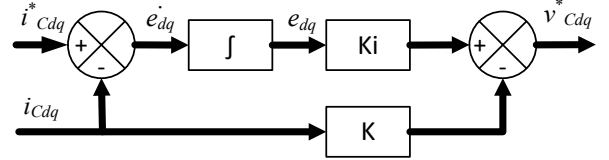


Fig. 5. Esquema de controle das correntes dq com LQR.

A Figura 4 mostra o esquema de controle das correntes dq quando são utilizados controladores PI baseado em (2.a) e (2.b) e já é bem difundido na literatura [4]. O *feedforward* das tensões da rede melhora o esforço de controle e o tratamento de perturbações da malha de corrente. Os critérios de projeto e ganhos dos controladores PI para as malhas de tensão e de corrente são mostrados na Tabela I. Os controladores foram projetados em tempo contínuo e discretizados pelo método *backward* (Euler). Para não influenciar na comparação com os outros controladores, não foi utilizada nenhuma estratégia *anti-windup*.

TABELA I
Projeto dos Controladores PI

Malha	Tensão	Corrente
Coefficiente de amortecimento (ξ)	0,9	0,9
Tempo de acomodação (degrau unitário)	73ms	8,8ms
Ganho proporcional (K_p)	14,81	50
Tempo integrativo (T_i)	57,1ms	2,285ms

C. Controlador PI-LQR

O controlador híbrido PI-LQR utiliza o controlador PI na malha externa para controle de V_{DC} e o controlador LQR com ação integral para controle das correntes dq . O controlador LQR é projetado para o modelo do sistema em coordenadas dq mostrado em (8).

A Figura 5 mostra o esquema de controle das correntes dq utilizando o controlador LQR com ação integral.

O regulador linear quadrático, ou LQR, é uma alternativa ao método de alocação de polos para projeto de controladores com realimentação de estados. Entretanto, os polos do sistema são alocados indiretamente pela minimização de um índice de desempenho. O índice de desempenho quadrático, J , pode ser definido como [18]:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} (x_k^T \cdot Q \cdot x_k + u_k^T \cdot R \cdot u_k). \quad (9)$$

Onde Q e R são as matrizes de ponderação. A performance da resposta do controlador LQR depende destas matrizes, por isso devem ser escolhidas com critério.

Os índices de ponderação $Q_{i_{cd}}$, $Q_{i_{cq}}$, $Q_{f_{i_{cd}}}$ e $Q_{f_{i_{cq}}}$ para cada variável e a matriz de ponderação Q são tais que [10]:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{i_{cd}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_{i_{cq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{f_{i_{cd}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{f_{i_{cq}}} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

A matriz de ponderação R é definida a seguir, onde é dada a ponderação para as duas variáveis de controle:

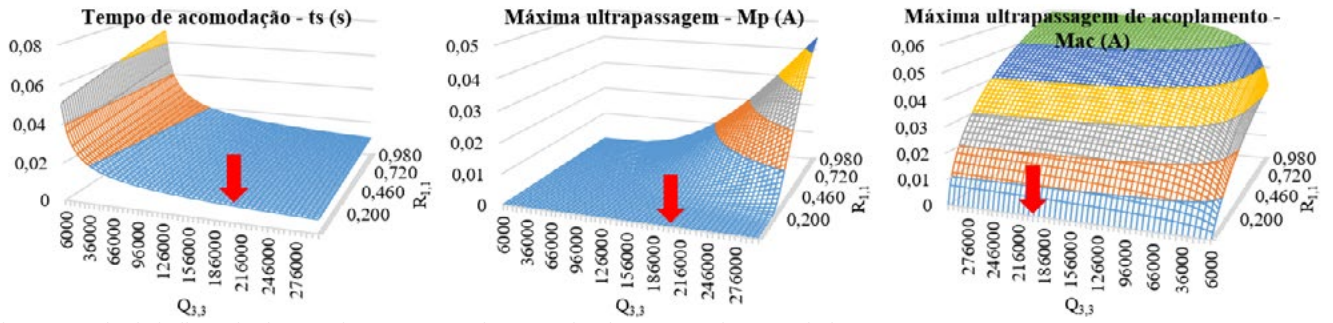


Fig. 6. Estudo da influência das matrizes Q e R no desempenho da resposta do controlador LQR.

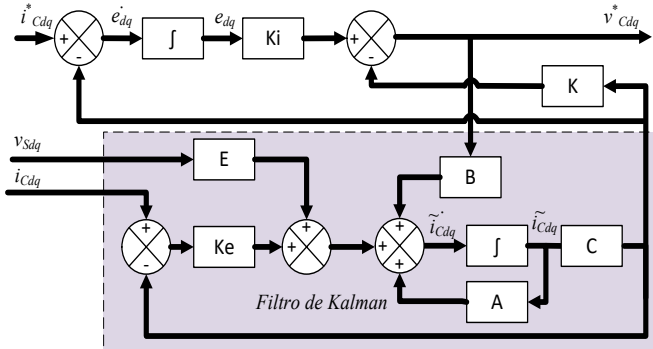


Fig. 7. Esquema de controle das correntes dq com LQG.

$$R = \begin{bmatrix} r_{i_{cd}} & 0 \\ 0 & r_{i_{cq}} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Algumas considerações de [18] são feitas para facilitar o projeto do LQR:

- 1) O controlador ótimo LQR é invariante quando Q e R são multiplicados por um fator escalar em comum;
- 2) Dada a simetria do sistema, pode-se definir: $R_{1,1} = R_{2,2}$, $Q_{1,1} = Q_{2,2}$ e $Q_{3,3} = Q_{4,4}$.

Com base nessas considerações, as matrizes Q e R podem ser expressas apenas por $Q_{3,3}$ e por $R_{1,1}$, mantendo $Q_{1,1} = 1$.

Para selecionar bons valores para $Q_{3,3}$ e $R_{1,1}$, estes são variados e os seguintes índices de desempenho da resposta do sistema em malha fechada são observados:

- 1) Tempo de acomodação (t_s): tempo decorrido desde a aplicação de um degrau unitário (na malha do eixo d) até a saída atingir 3% de erro da referência;
- 2) Máxima ultrapassagem (M_p): máximo pico que excede o degrau unitário aplicado como referência na malha de corrente no eixo d ;
- 3) Máximo ultrapassagem de acoplamento (M_{ac}): máximo pico no valor da corrente de eixo q quando um degrau unitário é aplicado como referência para a malha da corrente de eixo d .

Os resultados são mostrados na Figura 6, pode ser observado que a resposta do sistema ao degrau unitário é melhor para valores grandes de $Q_{3,3}$ e pequenos de $R_{1,1}$. A fim de realizar uma comparação justa, para o sistema estudado neste artigo, o controlador LQR é dimensionado para o mesmo tempo de acomodação utilizado no projeto do controlador PI (Tabela I). Assim, os índices das matrizes obtidos são:

$$R_{1,1} = 0,001 \text{ e } Q_{3,3} = 200000. \quad (12)$$

Para obtenção das matrizes de ganho K e Ki , foi utilizada a metodologia apresentada em [27], que utiliza matrizes aumentadas para incluir a ação integral do controlador. A implementação do LQR é feita pela função *lqr* disponível no software Matlab. Desta forma, é obtida a matriz $\hat{K} = [K \ -Ki]$. No caso estudado foi obtido:

$$K = \begin{bmatrix} -32,1 & 0 \\ 0 & -32,1 \end{bmatrix} \quad (13.a)$$

$$Ki = \begin{bmatrix} -14138 & 328 \\ -328 & -14138 \end{bmatrix}. \quad (13.b)$$

Os índices de desempenho da resposta ao degrau unitário deste controlador LQR na malha da corrente de eixo d são:

$$t_s = 8,8 \text{ ms}, M_p = 0 \text{ A e } M_{ac} = 5,25 \cdot 10^{-4} \text{ A} \quad (14)$$

III. CONTROLADOR PROPOSTO: CONTROLADOR HÍBRIDO PI-LQG

O LQG é uma solução utilizada quando nem todas as variáveis de estados são medidas. Um filtro de Kalman (observador) é usado para fornecer as variáveis de estados estimadas. Além disso, ao utilizar as variáveis estimadas na realimentação de estados, o controle fica mais robusto e com menos interferência de ruídos. O esquema de controle das correntes dq com LQG é mostrado na Figura 7.

A. Filtro de Kalman

O filtro de Kalman é um filtro estocástico que fornece estimativas ótimas das variáveis de estado para um sistema descrito por um modelo de espaço de estado linear que está sujeito a ruído gaussiano [28], [29].

Assumindo que o sistema é descrito pelo modelo discreto em espaços de estados a seguir:

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k + E_d w_k \quad (15.a)$$

$$y_k = C x_k + v_k \quad (15.b)$$

onde $x_k = i_{cdqk}$, $u_k = u_{cdqk}$, w_k é uma sequência de números aleatórios com valor médio nulo e matriz de variância Q_f , que representa o ruído de processo ou incertezas no modelo. Enquanto v_k é uma sequência de números aleatórios com valor médio nulo e matriz de variância R_f , que representa o ruído de medição das variáveis.

A metodologia para o projeto do filtro de Kalman e obtenção da matriz de ganho (Ke) é mostrada a seguir.

Primeiramente, em (16) é obtida a matriz de covariância de erro de estado P resolvendo a equação algébrica de Riccati.

$$A_d P + P A_d^T + E_d Q_f E_d^T - P C^T R_f^{-1} C P = 0. \quad (16)$$

Por fim, o ganho do Filtro de Kalman (Ke) é calculado a seguir.

$$Ke = P C^T R_f^{-1}. \quad (17)$$

A inicialização das variáveis de estados estimadas é da seguinte forma.

$$\tilde{x}_{k=0} = \tilde{i}_{Cdq_{k=0}} = 0. \quad (18)$$

Em (19) é descrita a dinâmica para estimação de estados. Neste caso de estudo, é possível incluir o termo $E_d w_k$ na estimação de estados pois a perturbação de processo nesta modelagem é a tensão da rede, que já é medida. Assim, melhora o esforço de controle e o tratamento de perturbações da malha de corrente.

$$\tilde{x}_{k+1} = A_d \tilde{x}_k + B_d u_k + E_d w_k + Ke \cdot (y_k - C \tilde{x}_k). \quad (19)$$

B. Controlador Proposto

O controlador proposto adiciona o filtro de Kalman ao controlador com realimentação de estados LQR com ação integral. O KF produz as variáveis de estados estimadas para realizar a realimentação, formando assim o controlador LQG. O controlador de tensão ainda é mantido do tipo PI, formando assim o controlador híbrido PI-LQG.

O projeto do controlador LQG pode ser feito em duas partes separadamente: projeto do estimador ótimo (KF) e projeto do controlador LQR [30]. No projeto do controlador proposto, são mantidos os mesmos controladores PI de tensão e LQR de corrente já apresentados nas seções anteriores. Nesta seção é projetado o estimador baseado no filtro de Kalman segundo a metodologia de [18]. Este projeto consiste em levantar as matrizes de ponderação para obter os ganhos para o estimador (Ke). Para isso, utilizou-se a função *lqe* no *software* Matlab.

No projeto do KF foi considerado um erro de modelagem de 20% na resistência de acoplamento (R_c). As medições das correntes foram contaminadas com ruído gaussiano de variância igual a 2, a matriz R_f é preenchida de acordo esse valor de variância. Sob estas condições, os valores da diagonal principal de Q_f são variados e diferentes simulações são realizadas para observar a qualidade da estimação dos estados. Quando a matriz Q_f assume valores pequenos, implica no aumento do erro de estimação quando há erros de modelagem, nesse caso a filtragem dos ruídos de medição é mais efetiva. Entretanto, quando Q_f assume valores altos, o erro de estimação e a capacidade de filtrar ruídos de medição são reduzidos.

A Figura 8 apresenta dois gráficos utilizados do projeto do KF, em ambos o eixo x mostra o valor de λ , assumindo que $Q_f = \lambda \cdot I_{2 \times 2}$. Em (a) é representada a média do erro de estimação (δd e δq), ou seja, a média das diferenças entre as correntes de eixo d e q estimadas e as medidas em regime

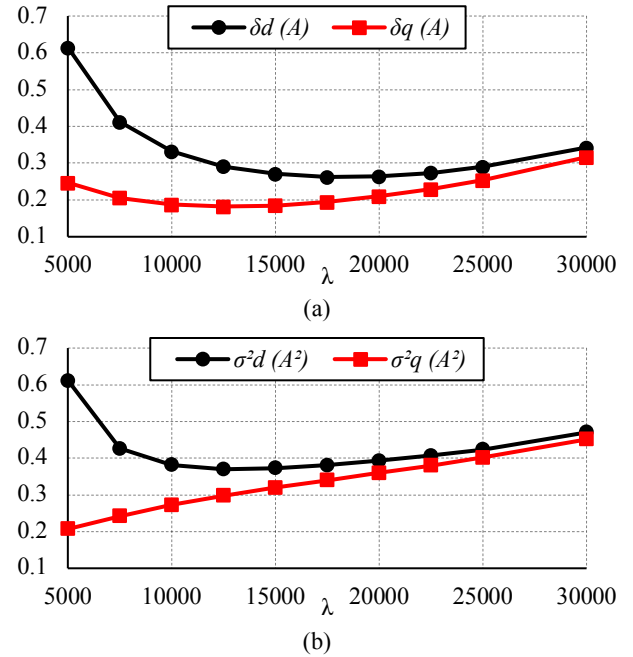


Fig. 8. Influência de Q_f no erro de estimação δ (a) e na variância em relação ao valor de regime permanente σ^2 (b).

permanente. Com base nesse índice é possível avaliar quão próxima é a variável estimada da variável medida. Em (b) é representada a variância das variáveis estimadas em relação ao valor de regime permanente das variáveis reais ($\sigma^2 d$ e $\sigma^2 q$). Com esse dado é possível avaliar a capacidade de filtrar ruídos na estimação.

Apesar de as malhas de eixo d e q serem simétricas, resultados diferentes são observados na Figura 8 pois as simulações foram realizadas na situação do ensaio das Figuras 12 e 13 quando o regime permanente é atingido, neste caso as malhas desempenham funções diferentes.

Observando o estudo mostrado na Figura 8, $\lambda = 12500$ é escolhido por resultar, simultaneamente, em um bom resultado de estimação e de filtragem de ruídos de medição. Desta forma, as matrizes de ponderação e a matriz de ganho de estimação Ke obtidas são mostradas em (20).

$$Q_f = \begin{bmatrix} 12500 & 0 \\ 0 & 12500 \end{bmatrix} \quad (20.a)$$

$$R_f = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \quad (20.b)$$

$$Ke = \begin{bmatrix} 39329 & 0 \\ 0 & 39329 \end{bmatrix}. \quad (20.c)$$

IV. DESCRIÇÃO DO HARDWARE UTILIZADO

O sistema experimental utilizado para implementar o STATCOM é mostrado na Figura 9. A bancada é composta por um conversor *back-to-back*. Nesta montagem apenas o Conversor 1 é utilizado, portanto, são desconectados o Filtro CC e o Conversor 2. O barramento CC é formado por 5 capacitores de 220uF. A bancada possui um filtro LC de saída para o conversor, o capacitor é desconectado para que o filtro de saída utilizado seja apenas do tipo L.

As correntes de saídas do conversor são medidas por sensores de efeito hall LEM HXS 20-NP. As tensões da rede e a tensão do barramento CC são medidas por sensores

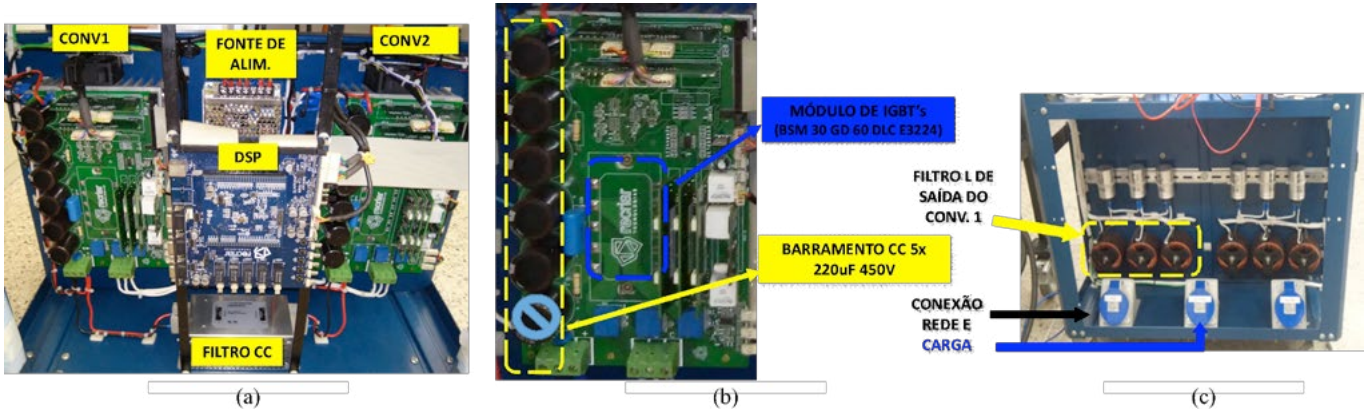


Fig. 9. Detalhes da bancada utilizada, (a) parte dianteira com conversores e placa de controle, (b) detalhe do conversor, (c) parte traseira com conexões e filtro de saída.

baseados em divisores de tensão resistivos. A bancada é equipada com o DSP TMS320F28335 que se comunica em tempo real com o Code Composer Studio v8.1 por meio do emulador XDS100V2 para depuração e obtenção das medições.

A Tabela II mostra os parâmetros da rede onde o STATCOM é conectado. Para maior segurança no laboratório, a tensão da rede é reduzida para 50V por um autotransformador que possui parâmetros série R_S e L_S .

A Tabela III apresenta os parâmetros do VSC utilizado como STATCOM. A tensão do barramento CC projetada é de 100V para garantir a controlabilidade de corrente. A frequência de chaveamento é ajustada para 36kHz e igual à frequência de amostragem.

TABELA II
Parâmetros da Rede

Tensão de linha (V_S)	50V
Frequência fundamental	60Hz
Resistência série (R_S)	0,3 Ω
Indutância série (L_S)	0,6mH

TABELA III
Parâmetros do STATCOM baseado em VSC

Tensão do barramento CC (V_{DC})	100V
Resistência de acoplamento (R_C)	0,4 Ω
Indutância de acoplamento (L_C)	2mH
Capacitância do barramento CC (C_{DC})	1100 μ F
Frequência de chaveamento (f_c)	36kHz

V. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A. Resultados de Simulação

A performance do controlador proposto PI-LQG foi comparada com a performance dos controladores projetados PI tradicional e PI-LQR, na presença de ruídos de medição. A simulação foi implementada em tempo discreto (discretização SOZ) no software PSIM v9.0, onde ruídos de medição são adicionados na medição das correntes do conversor (i_{cab}).

A Figura 10 mostra o resultado da variância do erro de controle da corrente no eixo q (i_{Cq}) em regime permanente para os três controladores comparados. No eixo x do gráfico são mostrados os valores das variâncias dos diferentes níveis de ruídos gaussianos adicionados. Como pode ser observado, o controlador proposto PI-LQG apresenta menor erro de controle ($i_{Cq}^* - i_{Cq}$) em comparação com os outros

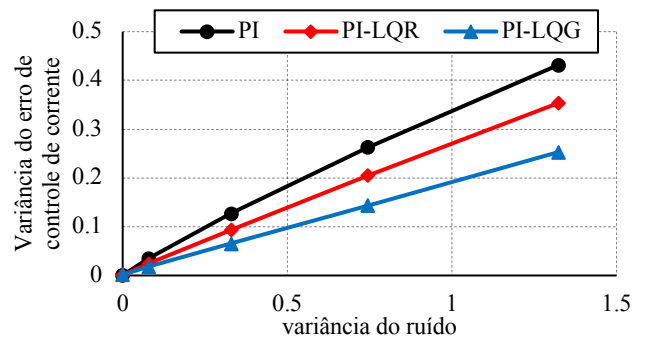


Fig. 10. Comparação entre os controladores PI, PI-LQR e PI-LQG do erro de controle de i_{Cq} em regime permanente em função do nível de ruído adicionado na medição das correntes.

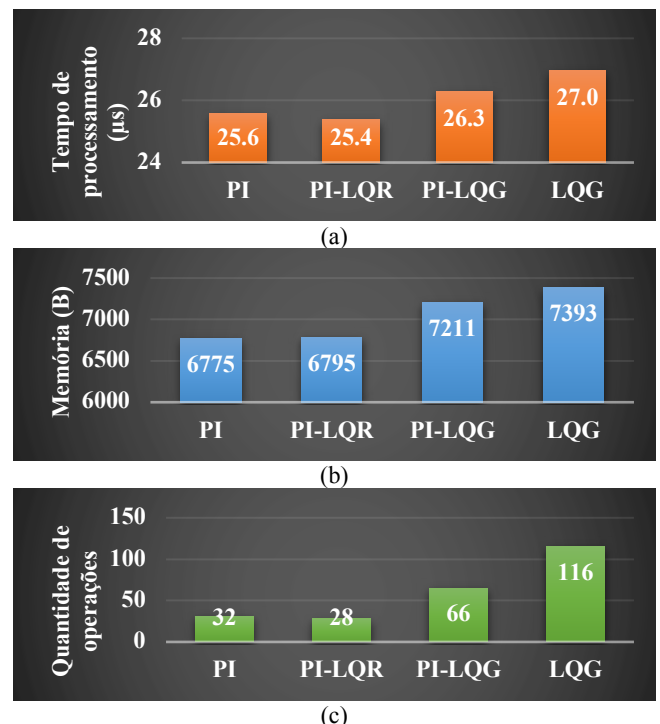


Fig. 11. Comparação do custo computacional entre os controladores PI, PI-LQR, PI-LQG e LQG. (a) Tempo de processamento pelo DSP desde a aquisição até a ação de controle. (b) Memória ocupada no DSP. (c) Quantidade de operações para a rotina de controle da malha de corrente.

controladores quando há presença de ruídos de medição. Isso se deve à boa atuação do KF.

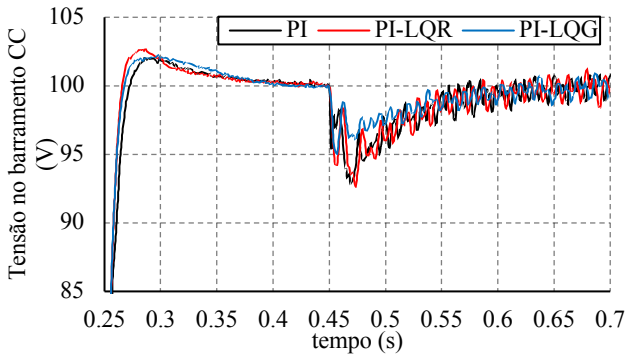


Fig. 12. Comparação dos resultados experimentais da malha de controle de V_{DC} .

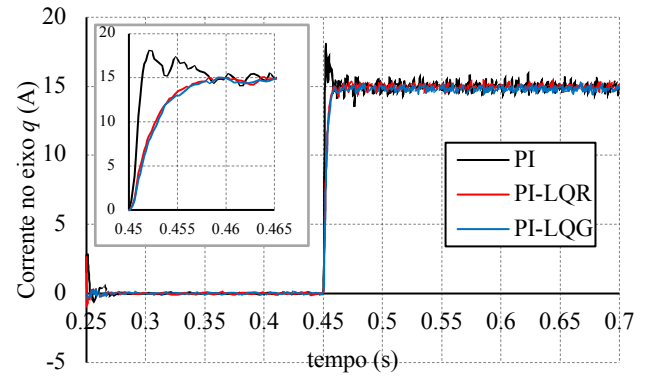


Fig. 14. Comparação dos resultados experimentais da malha de controle de i_{Cq} .

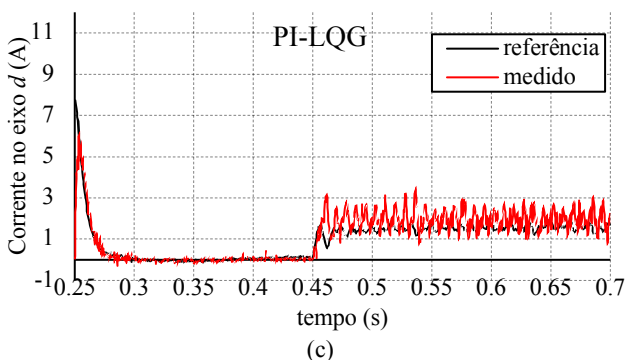
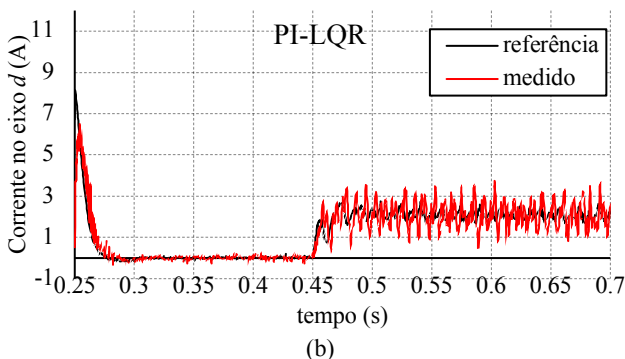
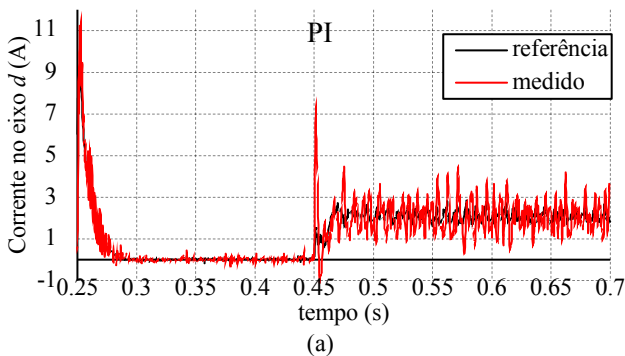


Fig. 13. Resultados experimentais da malha de controle de i_{Cd} com controlador PI (a), controlador PI-LQR (b) e controlador proposto PI-LQG (c).

B. Resultados Experimentais

A Figura 11 mostra a comparação do custo computacional entre o controlador proposto PI-LQG e os controladores PI, PI-LQR e LQG puro. O tempo de processamento é o intervalo da aquisição das medições até a definição do ciclo de trabalho das chaves do VSC. A memória é referente ao espaço ocupado pelos programas de cada controlador e inclui *buffers* para

aquisição de dados (comum às técnicas comparadas). A quantidade de operações é relativa às rotinas de controle de tensão e de corrente. Como pode ser observado, em todos os aspectos o controlador proposto apresenta maior custo computacional que os controladores PI e PI-LQR. Entretanto, o custo computacional do controlador híbrido proposto ainda é inferior ao do controlador puramente LQG. O controlador PI demanda menos memória e o controlador PI-LQR demanda menos operações e tempo de processamento.

A Figura 12 compara o comportamento dinâmico de V_{DC} da técnica híbrida PI-LQG proposta com as técnicas PI tradicional e a híbrida PI-LQR. Durante a inicialização, antes da atuação do STATCOM, o QPLL obtém a sincronização com rede e a ponte IGBT do VSC atua como uma ponte retificadora, carregando a tensão do barramento CC até 72,1V. Na primeira etapa, o STATCOM atua apenas para regular a tensão do barramento CC (de 0,25s a 0,45s). Na segunda etapa (de 0,45s a 7s) é aplicado um degrau de 15A em i_{Cq}^* .

As respostas para as malhas de corrente de eixo d e q são mostradas nas Figuras 13 e 14, respectivamente. Teoricamente, a malha de controle de i_{Cd} deve estabilizar em zero após a referência da tensão do barramento ser atingida, porém, a presença das resistências R_C e R_S provoca uma perda de potência ativa quando há circulação de corrente que deve ser compensada na malha de i_{Cd} para manter a tensão do barramento no valor desejado.

A Tabela IV mostra os índices de desempenho para o controle da tensão do barramento CC durante a primeira etapa. A Tabela V compara os índices de máxima ultrapassagem de acoplamento na malha i_{Cq} durante a primeira etapa. Na Tabela VI são mostrados os índices de desempenho para a malha de i_{Cq} durante a segunda etapa. Devido a presença de ruídos na medição de i_{Cq} , um Filtro de Média Móvel de 5 amostras foi utilizado para facilitar a obtenção dos índices de avaliação.

Como pode ser observado, os controladores PI-LQR e PI-LQG apresentaram tempos de acomodação aproximadamente similares.

TABELA IV

Índices de Desempenho do Controle de V_{DC} na 1ª Etapa			
Controlador	PI	PI-LQR	PI-LQG
Tempo de acomodação (ms)	16,2	12,2	12,6
Máxima ultrapassagem (V)	2,1	2,9	2,2

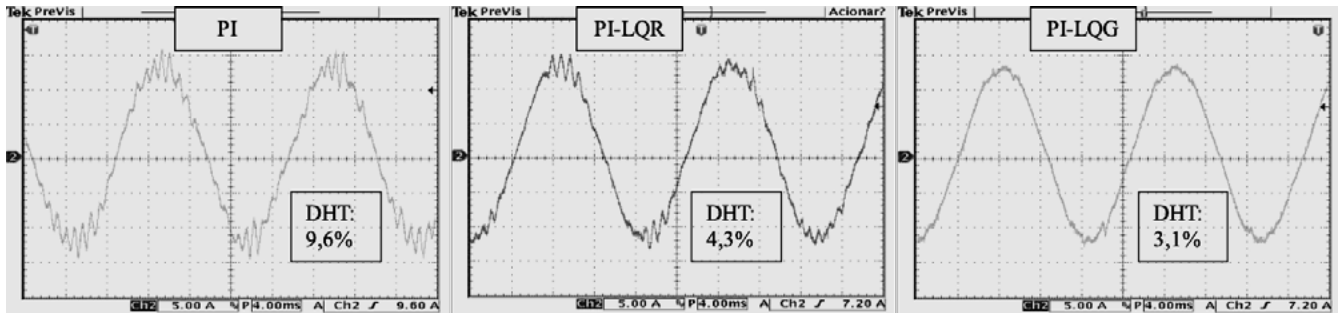


Fig. 15. Capturas de tela do osciloscópio exibindo a corrente de fase do conversor e o DHT para os controladores PI, PI-LQR e PI-LQG.

TABELA V

Índices de Desempenho do Controle de i_{Cq} na 1ª Etapa

Controlador	PI	PI-LQR	PI-LQG
Máxima ultrapassagem de acoplamento (A)	2,8	1,2	0,41

TABELA VI

Índices de Desempenho do Controle de i_{Cq} na 2ª Etapa

Controlador	PI	PI-LQR	PI-LQG
Tempo de acomodação (ms)	8,8	7,2	7,8
Máxima ultrapassagem (A)	3,3	0,2	0,06

Nas mesmas condições de teste e de projeto, a Distorção Harmônica Total (DHT) das correntes de saída obtidas para cada controlador em regime permanente é mostrada na Figura 15. Os controladores híbridos, em especial o PI-LQG, obtiveram melhor desempenho, apresentando maior robustez à atrasos de computação e de atuação no sistema real.

A fim de comprovar a robustez à variação de parâmetros do controlador PI-LQG proposto, foram adicionadas resistências de $1,3\Omega$ na resistência de acoplamento (R_c) de cada fase do conversor, o resultado é mostrado na Figura 16. A mudança ocorre com o sistema em regime permanente. A variação da resistência, na prática, pode ocorrer por avaria nos cabos, conexões ou soldas malfeitas. Por meio de simulações e experimentos foi constatado que a variação do parâmetro R_c é mais crítica em termos de solicitação de robustez dos controladores. Além do mais, em redes de distribuição de BT, o R_c é mais significativo e sua variação mais comum do que o parâmetro L_c . No caso estudado, apenas o controlador proposto PI-LQG manteve o controle das correntes e tensão. Isso se deve ao fato de que o desempenho dinâmico do sistema com os controladores PI e PI-LQR são mais sensíveis a grandes variações paramétricas levando ao comprometimento da estabilidade do sistema. Para comprovar a robustez dos controladores à perturbação na rede elétrica, foi provocado um afundamento de tensão abrupto de 76% durante 34ms (intervalo de 1,948s a 1,982s). Na Figura 17 é mostrado a resposta dos controladores PI, PI-LQR e PI-LQG para este teste. O controlador proposto apresentou recomposição da tensão do barramento ligeiramente mais rápida e manteve o controle da corrente i_{Cq} (responsável pela injeção de potência reativa) com menos oscilações.

A Figura 18 mostra o erro de estimação das correntes durante todo o acionamento. Como pode ser observado, o erro é composto pelos ruídos de alta frequência filtrados pelo KF. Também há um erro de regime permanente quando o esforço de controle é maior, como na situação de regime permanente

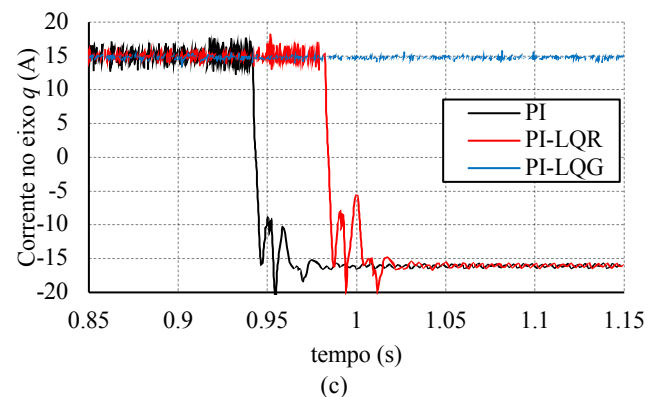
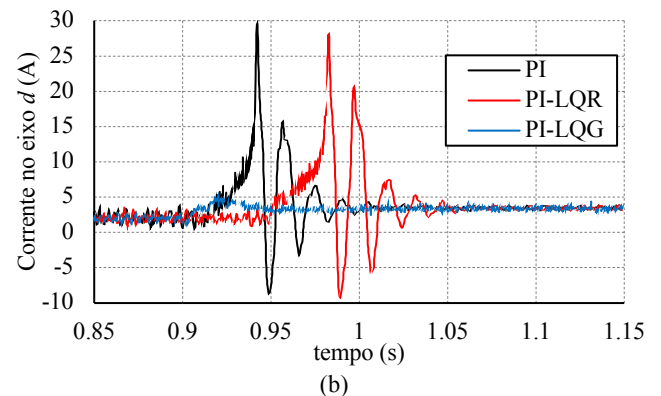
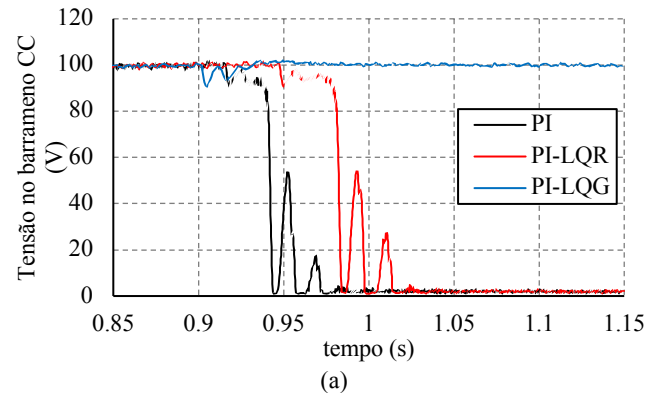


Fig. 16. Comparação do ensaio de robustez quando alterado em $1,3\Omega$ o valor da resistência de acoplamento do conversor. A mudança ocorre em 0,917s, 0,946s e 0,902s para os controladores PI, PI-LQR e PI-LQG, respectivamente.

após o degrau aplicado na segunda etapa. O estimador apresentou erros inferiores a 5% na maior parte do tempo e não reproduziu os ruídos de alta frequência.

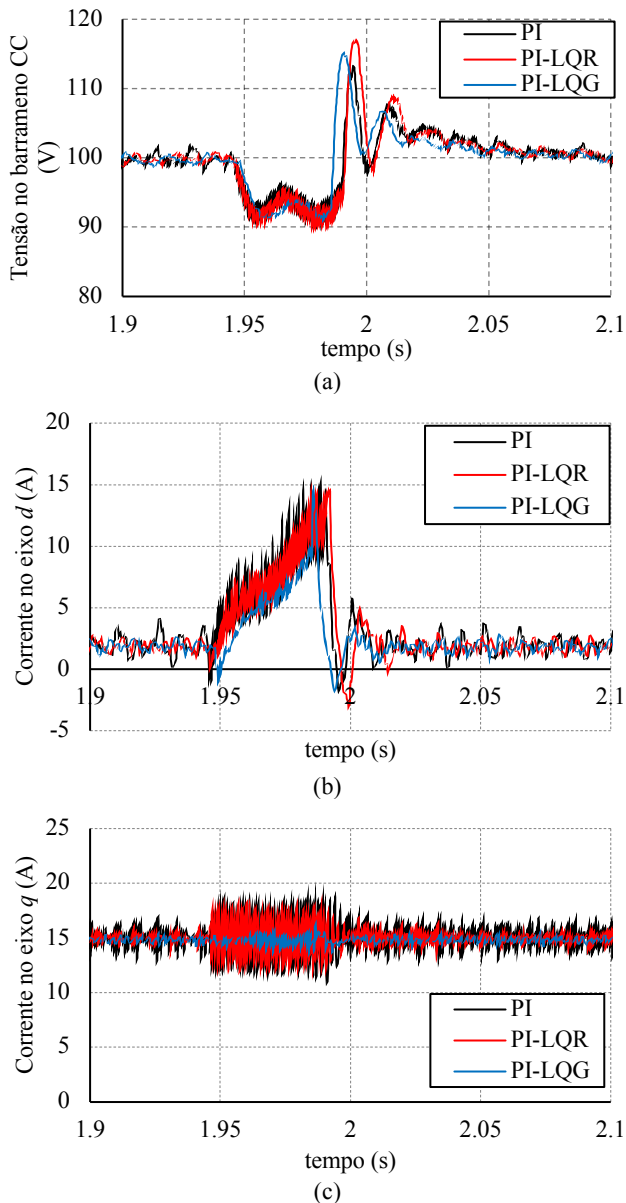


Fig. 17. Comparação do ensaio de robustez dos controladores PI, PI-LQR e PI-LQG para um afundamento da tensão da rede de 76% durante 34ms. O afundamento ocorre entre 1,948s e 1,982s.

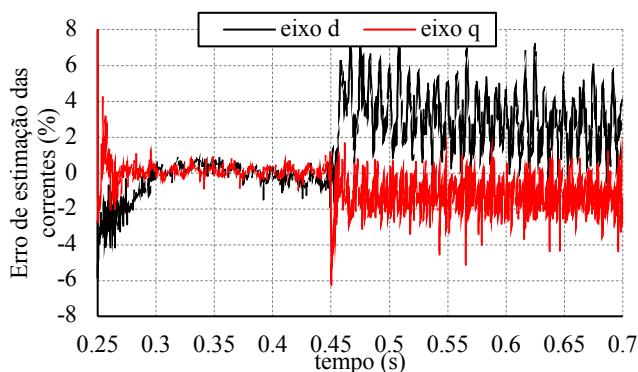


Fig. 18. Erro de estimação das correntes de eixo d (preto) e q (vermelho).

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho, um controlador híbrido PI-LQG foi proposto para o controle do STATCOM. Esse modelo foi adotado pois possui uma maior simplicidade de projeto e obtenção das matrizes de ponderação quando comparados aos métodos puros LQR e LQG, além de exigir menor custo computacional. Os controladores PI tradicional e PI-LQR são utilizados para fim de comparação. Foi apresentada a modelagem do STATCOM baseado em VSC bem como o procedimento para projeto dos controladores. Os resultados de simulação e experimentais obtidos validaram o controlador proposto e mostraram as suas vantagens.

Através dos resultados de simulação e experimentais, comprovou-se que as técnicas de controle híbridas possuem um menor tempo de acomodação em comparação com o controlador PI, a técnica PI-LQR apresentou melhor desempenho nesse quesito. O método proposto demonstrou menor susceptibilidade a ruídos, menor Máxima Ultrapassagem na resposta ao degrau, menor DHT na corrente gerada, maior robustez à variação de parâmetros da planta, maior robustez à perturbação na rede e tempo de acomodação compatível com os outros controladores. Uma possível limitação do controlador proposto é o custo computacional, quando há pouca memória ou capacidade de processamento disponível para implementação.

Portanto, pode-se concluir que o controlador proposto e a metodologia de projeto apresentada neste artigo são válidos para implementação no STATCOM, melhorando seu desempenho.

AGRADECIMENTOS

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

REFERÊNCIAS

- [1] B. Singh, A. Chandra, and Kamal Al-Haddad, *Power Quality Problems and Mitigation Techniques*, vol. 37, no. 4. 2015.
- [2] M. a Abido, "Power System Stability Enhancement Using Facts Controllers: a Review," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 34, no. 1, p. 153–172, Apr. 2009.
- [3] K. Al-Haddad, R. Saha, A. Chandra, and B. Singh, "Static synchronous compensators (STATCOM): a review," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 4, p. 297–324, Jul. 2009.
- [4] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 1, p. 116–123, Jan. 1997.
- [5] B. Bahrani, S. Kenzelmann, and A. Rufer, "Multivariable-PI-based dq current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, p. 3016–3026, Jul. 2011.
- [6] P. W. Lehn and M. R. Iravani, "Experimental evaluation of STATCOM closed loop dynamics," *IEEE Trans.*

- Power Deliv.*, vol. 13, no. 4, p. 1378–1384, 1998.
- [7] P. Rao, M. L. Crow, and Z. Yang, “STATCOM control for power system voltage control applications,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 15, no. 4, p. 1311–1317, Oct. 2000.
- [8] B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, “DSP-based indirect-current-controlled STATCOM. Part 1: Evaluation of current control techniques,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 2, p. 107, Jul. 2002.
- [9] D. Shen and P. W. Lehn, “Modeling, analysis, and control of a current source inverter-based STATCOM,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 17, no. 1, p. 248–253, Jan. 2002.
- [10] B. Kedjar and K. Al-Haddad, “DSP-based implementation of an LQR with integral action for a three-phase three-wire shunt active power filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009.
- [11] W. Ren, L. Qian, D. Cartes, and M. Steurer, “A multivariable control method in STATCOM application for performance improvement,” in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2005.
- [12] D. Pullaguram, S. Mishra, N. Senroy, and M. Mukherjee, “Design and Tuning of Robust Fractional Order Controller for Autonomous Microgrid VSC System,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 1, p. 91–101, Jan. 2018.
- [13] C. Pang and M. Kezunovic, “A new approach to PID controller design of STATCOM,” in *2008 40th North American Power Symposium*, 2008, p. 1–6.
- [14] E. Song, A. F. Lynch, and V. Dinavahi, “Experimental validation of nonlinear control for a voltage source converter,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 17, no. 5, p. 1135–1144, Sept. 2009.
- [15] J. Liu, Y. Gao, W. Luo, and L. Wu, “Takagi–Sugeno fuzzy-model-based control of three-phase AC/DC voltage source converters using adaptive sliding mode technique,” *IET Control Theory Appl.*, vol. 11, no. 8, p. 1255–1263, May 2017.
- [16] J. Liu, Y. Yin, W. Luo, S. Vazquez, L. G. Franquelo, and L. Wu, “Sliding Mode Control of a Three-Phase AC/DC Voltage Source Converter Under Unknown Load Conditions: Industry Applications,” *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, vol. 48, no. 10, p. 1771–1780, Oct. 2018.
- [17] H.-S. Kim, H.-S. Jung, and S.-K. Sul, “Discrete-Time Voltage Controller for Voltage Source Converters With LC Filter Based on State-Space Models,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 1, p. 529–540, Jan. 2019.
- [18] F. Huerta, D. Pizarro, S. Cóbrecas, F. J. Rodríguez, C. Girón, and A. Rodríguez, “LQG servo controller for the current control of LCL grid-connected Voltage-Source Converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 11, p. 4272–4284, Nov. 2012.
- [19] J. M. Kanieski, R. Cardoso, H. Pinheiro, and H. A. Gründling, “Kalman filter-based control system for power quality conditioning devices,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 11, p. 5214–5227, Nov. 2013.
- [20] R. Panigrahi, B. Subudhi, and P. C. Panda, “A robust LQG servo control strategy of shunt-active power filter for power quality enhancement,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, p. 2860–2869, Apr. 2016.
- [21] M. T. Andani, H. Pourgharibshahi, Z. Ramezani, and H. Zargarzadeh, “Controller design for voltage-source converter using LQG/LTR,” in *2018 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, 2018, p. 1–6.
- [22] V. P. Pinto, J. Carlos Teles Campos, N. Rocha, and C. Brandão Jacobina, “Multivariable Robust Controller With Integral Action Application In A Wind Power Generation System,” *Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 2, p. 147–157, May 2011.
- [23] F. Huerta, J. Perez, S. Cóbrecas, and M. Rizo, “Frequency-Adaptive Multiresonant LQG State-Feedback Current Controller for LCL-Filtered VSCs Under Distorted Grid Voltages,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 11, p. 8433–8444, Nov. 2018.
- [24] M. Karimi-Ghartemani, H. Karimi, and M. R. Iravani, “A Magnitude/Phase-Locked Loop System Based on Estimation of Frequency and In-Phase/Quadrature-Phase Amplitudes,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, p. 511–517, Apr. 2004.
- [25] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, vol. 407. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [26] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, 2002.
- [27] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, vol. 17. Prentice-Hall, 2002.
- [28] M. Athans, “The Role and Use of the Stochastic Linear—Quadratic—Gaussian Problem in Control System Design,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 16, no. 6, p. 529–552, Dec. 1971.
- [29] D. Simon, *Optimal State Estimation: Kalman, H ∞ , and Nonlinear Approaches*. 2006.
- [30] S. Skogestad, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. 2005.

DADOS BIOGRÁFICOS

Paulo Robson Melo Costa, nascido em 05/06/1994 em Guaraciaba do Norte-CE, é engenheiro eletricista (2016) pela Universidade Federal do Ceará (UFC), especialista em Engenharia Industrial (2017) pela Universidade Ateneu e mestre em Engenharia Elétrica e de Computação pela UFC (2019).

Atualmente, é professor substituto no curso de engenharia elétrica na Universidade Federal do Ceará, *campus* Sobral. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, sistemas fotovoltaicos, processamento digital de sinais, acionamentos de máquinas elétricas, filtros ativos e FACTS.

Marcus Rogério de Castro, nascido em 18/05/1973 em Fortaleza-CE, é engenheiro eletricista (2000), mestre (2004) pela Universidade Federal do Ceará e doutor em engenharia elétrica (2010) pela Université de Reims Champagne-Ardenne.

Atualmente é professor associado da Universidade Federal do Ceará, *campus* Sobral. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade do processamento da energia elétrica, sistemas de controle eletrônicos e acionamentos de máquinas elétricas.

Isaac Rocha Machado, nascido em 27/03/1982 em Parnaíba-PI, obteve título de engenheiro eletricitista pela Universidade Federal do Ceará (UFC) em 2004. É mestre e doutor em engenharia elétrica pela UFC (2007) e COPPE/UFRJ (2013), respectivamente.

Atualmente é professor adjunto do curso de engenharia elétrica da UFC e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação (PPGEEC/UFC), na cidade de Sobral-CE. Tem experiência na área de eletrônica de potência aplicada a sistemas de potência, atuando principalmente nos seguintes temas: processamento de energia, acionamentos de máquinas elétricas, fontes renováveis de energia (solar, eólica e ondas), filtros ativos e FACTS.

Vandilberto Pereira Pinto, nascido em 28/07/1977 em Fortaleza-CE. Possui graduação em Matemática pela Universidade Federal do Ceará (2001), formação técnica pelo Centro Federal de Educação Tecnológica do Ceará no curso de Telecomunicações (1998), Mestrado (2007) e Doutorado (2012) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará. Realizou o estágio de Pós-doutorado no Instituto Tecnológico de Aeronáutica-ITA (2017).

Atualmente é professor Adjunto IV do curso de Engenharia Elétrica e do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Computação da UFC (PPGEEC-UFC) da Universidade Federal do Ceará no *campus* de Sobral. Tem experiência em sistemas de potência, fontes alternativas, controle e automação industrial, controle de sistemas eólicos, robótica, otimização e teoria de controle. Atuando principalmente nos seguintes temas: controle ótimo e robusto, estimação, filtro de Kalman, inteligência artificial (IA), restrições tipo desigualdades matricial linear (LMI), sistemas eólicos, Robótica Móvel e detecção e diagnóstico de falhas em sistemas dinâmicos.